

## **Adaptive modulation coding equipment for mobile communication system and method thereof**

**Patent number:** CN1469662 (A)

**Publication date:** 2004-01-21

**Inventor(s):** INTAE HWANG [KR] + (HWANG INTAE)

**Applicant(s):** LG ELECTRONICS INC [KR] + (LG ELECTRONICS INC)

Classification:

- international: H04B14/04; H04L1/00; H04B14/04; H04L1/00; (IPC1-7): H04B7/26; H04Q7/20; H04Q7/30; H04Q7/32

- european: H04L1/00A1M; H04L1/00A5; H04L1/00A8; H04L1/00B7V; H04L1/06T7K

**Application number:** CN20031049138 20030618

**Priority number(s):** KR20020034025 20020618

**Abstract not available for CN 1469662 (A)**

**Abstract of correspondent: US 2003231706 (A1)**

An encoding method in a mobile communication system is provided. The method comprises selecting at least one adaptive coding rate and at least one modulation method according to estimated forward channel characteristics for a plurality of transmission antennas, based on BLAST-decoded signals received from a plurality of reception antennas; coding and modulating a plurality of transmission signal layers generated for transmission by the plurality of transmission antennas according to the selected adaptive coding rate and modulation method; and transmitting the plurality of transmission signal layers to the plurality of transmission antennas simultaneously by way of V-BLAST-coding.

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04Q 7/20

H04Q 7/30 H04Q 7/32

H04B 7/26



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03149138.3

[43] 公开日 2004 年 1 月 21 日

[11] 公开号 CN 1469662A

[22] 申请日 2003.6.18 [21] 申请号 03149138.3

[30] 优先权

[32] 2002.6.18 [33] KR [31] 34025/2002

[71] 申请人 LG 电子株式会社

地址 韩国汉城

[72] 发明人 黄仁泰

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责  
任公司

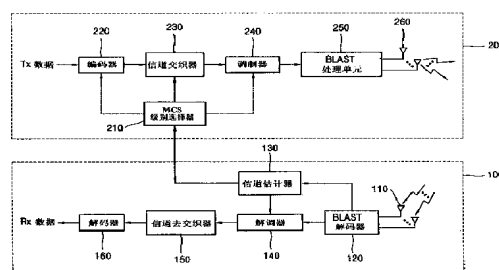
代理人 张天舒 袁炳泽

权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图 8 页

[54] 发明名称 移动通信系统的自适应调制编码设备及其方法

[57] 摘要

在一种移动通信系统的自适应调制编码(AMC)设备和方法中,通过对通过多个接收天线在移动终端接收的信号进行 BLAST 解码,通过发射天线来估计前向信道特性,并根据估计的前向信道特性来选择前向信道的最佳编码速率和调制方法。基站根据所选的编码速率和调制方法来对按照发射天线数形成的发射数据层进行编码和调制,并通过 BLAST 解码来把这些发射数据发射到各发射天线。因此,可根据前向信道特性进行最佳编码和调制,并可通过多个天线进行多路发射。因此,可提高发射速率。



1. 一种移动通信系统的自适应调制编码(AMC)设备, 该设备包括:

5           AMC 接收机, 其对来自多个接收天线的接收信号进行 BLAST 解码, 并通过发射天线来估计前向信道特性; 以及

          AMC 发射机, 其根据估计的前向信道特性来自适应选择编码速率和调制方法, 根据所选的编码速率和调制方法, 通过发射天线来对按照发射天线数生成的发射信号层进行编码和调制, 并通过 BLAST  
10       编码来把发射信号层同时发射到多个发射天线。

2. 根据权利要求 1 所述的设备, 其中, AMC 接收机被包括在移动终端内, 并且 AMC 发射机被包括在基站内。

15           3. 根据权利要求 2 所述的设备, 其中, AMC 接收机包括:  
          多个接收天线;

          BLAST 解码器, 它对通过多个接收天线接收的接收信号进行 BLAST 解码, 通过发射天线来检测码元; 以及

          信道估计器, 用于通过使用发射天线进行 BLAST 解码的码元,  
20       通过发射天线来估计前向信道特性。

4. 根据权利要求 3 所述的设备, 该编码器进一步包括:

          解调器, 用于根据在信道估计器中通过发射天线估计的前向信道特性来检测解调方法, 并根据解调方法, 通过发射天线来对来自 BLAST  
25       解码器的码元进行解调;

          信道去交织器, 用于通过发射天线来对在解调器中解调的码元进行信道去交织; 以及

          解码器, 用于通过发射天线来对从信道去交织器输出的数据进行解码。

30

5. 根据权利要求 2 所述的设备, 其中, 所述 AMC 发射机包括:  
MCS 级别选择器, 用于根据通过发射天线估计的前向信道特性,  
通过发射天线来选择前向信道的最佳编码速率和调制方法;

5 编码器, 用于根据编码速率, 通过发射天线来对按照发射天线数  
形成的发射数据层进行编码;

信道交织器, 用于根据编码速率, 通过发射天线来对编码的发射  
数据层进行信道交织;

调制器, 用于根据调制方法, 通过发射天线来对从信道交织器输  
出的发射数据层进行调制;

10 多个发射天线; 以及

BLAST 处理单元, 用于通过 BLAST 编码来把各层发射码元同时  
发射到多个发射天线, 以使发射码元在时空轴线上具有垂直形式。

15 6. 一种移动通信系统的自适应调制编码(AMC)方法, 该方法包  
括:

对通过多个接收天线接收的信号进行 BLAST 解码;

通过使用由发射天线进行 BLAST 解码的码元, 通过发射天线来  
估计前向信道特性;

20 根据通过发射天线估计的前向信道特性, 通过发射天线来自适应  
选择前向信道的编码速率和调制方法;

根据所选的编码速率和调制方法来对按照发射天线数形成的发射  
数据层进行编码和调制; 以及

对这些层的发射数据进行 V-BLAST 编码。

25 7. 根据权利要求 6 所述的方法, 其中, 用于选择前向信道的编  
码速率和调制方法的选择步骤可由移动终端或基站来执行。

8. 根据权利要求 6 所述的方法, 其中, 所述选择步骤包括:

30 当前向信道的 SNR 不大于第一阈值时, 选择 1/3 编码速率和 QPSK  
方法;



当前向信道的 SNR 不小于第一阈值并不大于第二阈值时,选择 2/3 编码速率和 QPSK 方法;

当前向信道的 SNR 不小于第二阈值并不大于第三阈值时,选择 2/3 编码速率和 8PSK 方法; 以及

5           当前向信道的 SNR 不小于第三阈值时, 选择 2/3 编码速率和 16QAM 方法。

9. 根据权利要求 6 所述的方法, 其中, 在选择步骤中选择共同应用于所有发射天线的编码速率和调制方法。

10

10. 根据权利要求 6 所述的方法, 其中, 在选择步骤中选择应用于每个发射天线的每个编码速率和调制方法。

11. 根据权利要求 6 所述的方法, 其中, 所述 BLAST 解码包括:  
15           形成通过多个接收天线接收的接收信号作为接收矢量;  
            在检测某个码元时, 通过把其他码元视为干扰信号来估计该某个码元; 以及  
            从接收矢量中减去第一检测的信号分量。

12. 根据权利要求 6 所述的方法, 其中, 所述 V-BLAST 编码包  
20           括:  
            把各层发射数据同时发射到每个发射天线, 以使各层发射数据在空时轴线上具有垂直形式。

## 移动通信系统的自适应调制编码设备及其方法

### 5 技术领域

本发明涉及移动通信系统，特别涉及用于在移动通信系统中提供无线电多媒体通信服务的自适应调制编码设备和方法。

### 背景技术

10 在无线电移动通信中，根据对各种多媒体服务的需求，需要大量的发射数据和加快数据发射速度。因此，急需确定用于有效使用有限频率的方法。其中一种方法是 AMC(自适应调制及编码)方案。AMC 方案用于根据前向信道特性的变化来改变编码和调制方法。

15 图 1 是示出通用移动通信系统的自适应调制编码(AMC)设备的方框图。

自适应调制编码(AMC)设备包括：AMC 接收机 10，用于通过使用通过接收天线接收的接收信号来估计前向信道特性，根据估计的前向信道特性来选择 MCS(调制编码方案)级别，对估计的前向信道特性进行反馈，对接收信号进行解调和解码；以及还包括 AMC 发射机 20，其根据反馈的前向信道特性来选择 MCS(调制编码方案)级别，并根据所选的 MCS 级别来对发射数据进行编码和调制。

25 该 AMC 接收机 10 包括：信道估计器 12，用于通过使用通过接收天线 11 接收的接收信号来估计前向信道特性，并发射估计的前向信道特性；解调器 13，用于根据在信道估计器 12 中估计的前向信道特性来检测解调方法，并根据解调方法来对接收信号进行解调；信道去交织器 14，用于对在解调器 13 中解调的接收数据进行信道去交织；  
30 以及解码器 15，用于对从信道去交织器 14 输出的接收数据进行解码。

AMC 发射机 20 包括：MCS 级别选择器 21，用于根据从 AMC 接收机 10 发射的前向信道特性来选择 MCS 级别；编码器 22，用于根据从 AMC 接收机 10 反馈的 MCS 级别所指的编码速率来对发射数据进行编码；信道交织器 23，用于根据 MCS 级别来对在编码器 22 中编码的发射数据进行信道交织；以及调制器 24，用于根据 MCS 级别所指的调制方法来对从信道交织器 23 输出的发射数据进行调制，并把该发射数据发射到发射天线 25。

AMC 接收机 10 被包括在移动终端内，而 AMC 发射机 20 被包括在基站内。

基站可通过反馈接收的来自移动终端的前向信道的 SNR 来进行 MCS 级别选择。或者，移动终端可根据估计的前向信道的 SNR 来进行 MCS 级别选择，并可进行到基站的反馈。

首先，将对一种用于根据信道特性来对 MCS 级别进行分类的方法进行说明。

图 2 示出了一种根据有关 SNR(信噪比)级别的帧误码率和吞吐量来对各 MCS 级别进行分类的方法。

例如，当信道 SNR 不小于 3.25dB 并不大于 7.25dB 时，2/3 编码速率-QPSK(四相移相键控)调制方法具有的吞吐量比 1/3 编码速率-QPSK 调制方法大。此外，当信道 SNR 不小于 7.25dB 并不大于 9.25dB 时，2/3 编码速率-8PSK(相移键控)调制方法具有的吞吐量比 2/3 编码速率-QPSK 调制方法大。当信道 SNR 不小于 9.25dB 时，2/3 编码速率-16QAM(正交幅度调制)方法具有的吞吐量比 1/3 编码速率-QPSK 调制方法大。

因此，当信道 SNR 不大于 3.25dB 时，选择 1/3 编码速率-QPSK 调制方法，当信道 SNR 不小于 3.25dB 并不大于 7.25dB 时，选择 2/3 编码速率-QPSK 调制方法，当信道 SNR 不小于 7.25dB 并不大于 9.25dB 时，选择 2/3 编码速率-8PSK 调制方法，当信道 SNR 不小于 9.25dB 时，选择 2/3 编码速率-16QAM 调制方法。

图 3 是示出参照图 2 的 MCS 级别的表。

如图 3 所示，MCS 级别 1 表示 1/3 编码速率-QPSK 调制方法，MCS 级别 2 表示 2/3 编码速率-QPSK 调制方法，MCS 级别 3 表示 2/3 编码速率-8PSK 调制方法，以及 MCS 级别 4 表示 2/3 编码速率-16QAM 调制方法。

以下将对通用移动通信系统的自适应调制编码(AMC)设备的操作进行说明。

AMC 接收机 10 的信道估计器 12 通过使用来自接收天线 11 的接收信号来估计前向信道特性，并且将估计的前向信道特性从移动终端反馈到基站的 AMC 发射机 20。

AMC 接收机 10 的解调器 14 根据估计的前向信道特性来检测解调方法，并根据检测的解调方法来对接收信号进行解调。解调的接收信号通过信道去交织器 14 和解码器 15 被解码。

当 AMC 发射机 20 接收从 AMC 接收机 10 发射的 MCS 级别时，AMC 发射机 20 的 MCS 级别选择器 21 根据前向信道特性来选择最佳 MCS 级别，并且根据所选的 MCS 级别来对前向信道进行编码、信道交织和调制。

AMC 发射机 20 的编码器 22 根据 MCS 级别的指定编码速率来

对发射数据进行编码，信道交织器 23 根据 MCS 级别来对编码的发射数据进行信道交织，并且调制器根据 MCS 级别的相关调制方法来对发射数据进行调制，并通过发射天线 25 来发射调制的发射信号(发射码元)。

5

如上所述，在通用多媒体通信系统的自适应调制编码(AMC)设备中，可简单地通过根据信道特性改变调制和编码方案来提高发射性能。

10

然而，在采用 AMC 方案来实现发射性能提高的情况下，其数据发射速度的提高难以与为提供各种快速多媒体服务所需的数据发射速度的加快一致。

#### 发明内容

15

为了解决上述问题，本发明的一个目的是提供一种能通过把 AMC(自适应调制编码)与针对每个发射天线均具有独立分层结构的 BLAST(贝尔实验室分层空时)进行组合来提高前向链路的发射速率的移动通信系统的 AMC 设备及其方法。

20

为了实现上述目的，根据本发明的一种移动通信系统的 AMC 设备包括：AMC 接收机，其对来自多个接收天线的接收信号进行 BLAST 解码，并通过发射天线来估计前向信道特性；以及 AMC 发射机，其根据估计的前向信道特性来自适应选择编码速率和调制方法，根据所选的编码速率和调制方法，通过发射天线来对按照发射天线数生成的发射信号层进行编码和调制，并通过 BLAST 编码来把发射信号层同时发射到多个发射天线。

25

为了实现上述目的，根据本发明的一种移动通信系统的自适应调制编码(AMC)方法，包括：对通过多个接收天线接收的信号进行 BLAST 解码；通过使用通过发射天线进行 BLAST 解码的码元，利用发射天

30

线来估计前向信道特性；根据通过发射天线估计的前向信道特性，利用发射天线来自适应地选择前向信道的编码速率和调制方法；根据所选的编码速率和调制方法来对按照发射天线数形成的发射数据层进行编码和调制；以及对这些层的发射数据进行 V-BLAST 编码。

5

#### 附图说明

附图是为了能进一步了解本发明而包含的，并且被纳入本说明书中构成本说明书的一部分，这些附图示出了本发明的实施例，并与本说明书一起用于对本发明的原理进行说明。

10

在附图中：

图 1 是示出通用移动通信系统的 AMC 设备构成的方框图；

图 2 示出了根据信道的 SNR 级别的每个 MCS 级别的通用解释方法；

图 3 是示出通用 MCS 级别的表；

15

图 4 示出了通用 D-BLAST 传输系统的示意性操作方法；

图 5 示出了根据本发明的 D-BLAST 传输系统的示意性操作方法；

图 6 示出了根据具有两个发射天线的 QPSK 中的通用 BLAST 的误码性能；

20

图 7 示出了根据具有四个发射天线的 QPSK 中的通用 BLAST 的误码性能；

图 8 是示出根据本发明的移动通信系统的 AMC 设备构成的方框图；以及

图 9 示出了根据本发明的移动通信系统的 AMC 设备的性能。

25

#### 具体实施方式

首先，将对 BLAST(贝尔实验室分层空时)进行说明。

30

在 BLAST 中，存在多个发射天线和接收天线，各发射天线均发射彼此不同的数据，并且接收天线检测彼此不同的数据。与使用一个天线的情况相比，可通过增加按照天线数同时发射的数据数目来提高

传输性能。

BLAST 被分为 D(对角)-BLAST 和 V(垂直的)-BLAST。这两个 BLAST 对按照发射天线数目顺次输入的发射数据共同进行同时处理，并对这些发射数据进行调制和编码。由于连续输入发射数据，因而形成位串，即层。D-BLAST 和 V-BLAST 之间的区别是用于发射各层的发射天线是否在形成层之后周期性变更。

图 4 示出了 D-BLAST 传输系统的示意性操作方法。

该 D-BLAST 传输系统通过另一发射天线周期性发射从某一层输出的数据。因此，每个层的数据在时空轴线上对角传输。

图 5 示出了 V-BLAST 传输系统的示意性操作方法。

V-BLAST 传输系统通过特定发射天线来发射各层的数据。因此，每个层的数据在时空轴线上 (spatial and temporal axes) 具有垂直形式。

图 6 示出了根据具有两个发射天线的 QPSK 中的通用 BLAST 的误码性能。

使用 BLAST 的接收系统可通过使用诸如 ZF(迫零)、MMSE(最小均方误差)和 INV 等那样的方法来检测从各发射天线发射的传输数据。

当接收系统在接收信号检测中补偿信道影响时，在通过使信道应答矩阵的伪逆矩阵与接收信号相乘来仅进行调零(nulling)的 INV 方法，以及进行调零和取消(MMSE, ZF)的方法中，按照接收天线数来改变误码性能。接收天线数越多，误码性能表现就越好。

图 7 示出了根据具有四个发射天线的 QPSK 中的 BLAST 的误码

性能。如图 7 所示，接收天线数越多，误码性能表现就越好。

如上所述，在 BLAST 中，采用通过多个天线来独立发送彼此不同的数据的方式，可提高发射速率。

5

在本发明中，为了提高数据传输容量，将提出一种用于把 AMC 与 BLAST 进行组合，并根据 BLAST 组合来使用有关各前向信道的自适应调制编码方案的方法。

10

以下将参照附图，对本发明的优选实施例进行说明。

图 8 是示出根据本发明的移动通信系统的 AMC 设备构成的方框图。

15

如图 8 所示，根据本发明的移动通信系统的 AMC 设备包括：AMC 接收机 100，用于通过检测通过多个接收天线 110 接收的接收信号，通过发射天线来估计前向信道特性，并对估计的前向信道特性进行反馈；以及包括 AMC 发射机 200，用于根据反馈的前向信道特性，通过发射天线来选择 MCS 级别，按照发射天线数来形成传输数据层，  
20 根据 MCS 级别，通过发射天线来对发射数据进行编码和调制，并把这些发射数据同时发射到发射天线。

20

AMC 接收机 100 被包括在移动终端内，并且 AMC 发射机 200 被包括在基站内。

25

AMC 接收机 100 包括：BLAST 解码器 120，用于通过使用通过多个接收天线接收的接收信号，通过发射天线对符号进行 BLAST 解码；信道估计器 130，用于通过使用从 BLAST 解码器 120 输出的码元，通过发射天线来估计前向信道特性；解调器 140，用于根据在信道估计器 130 中估计的前向信道特性来检测解调方法，并根据解调方法，  
30



通过发射天线来对来自 BLAST 解码器 120 的码元进行解调；信道去交织器 150，用于通过发射天线来对在解调器 140 中解调的数据进行信道去交织；以及解码器 160，用于通过发射天线来对从信道去交织器 150 输出的数据进行解码。

5

AMC 发射机 200 包括：MCS 级别选择器 210，用于根据从 AMC 接收机 100 反馈的前向信道特性来选择发射天线的 MCS 级别；编码器 220，用于根据所选的 MCS 级别的相关编码速率，通过发射天线来对发射数据进行编码；信道交织器 230，用于根据 MCS 级别，通过发射天线来对在编码器 220 中编码的发射数据进行信道交织；调制器 240，用于根据 MCS 级别的相关调制方法，通过发射天线来对从信道交织器 230 输出的发射数据进行调制；以及 BLAST 处理单元 250，用于把在调制器 240 中调制的各层传输码元并行发射到相关发射天线 260，以使这些传输码元在空时轴线上具有垂直形式。

15

MCS 级别选择器 210 可包括在基站的 AMC 发射机 200 或者移动终端的 AMC 接收机 100 内。当 MCS 级别选择器 210 可包括在移动终端的 AMC 接收机 100 内时，移动终端的 AMC 接收机 100 根据估计的前向信道质量来选择发射天线的最佳 MCS 级别，并把所选的 MCS 级别反馈到基站。在本发明的本实施例中，MCS 级别选择器 210 被包括在基站的 AMC 发射机 200 内。

20

在根据本发明的使用多个发射天线 250 和接收天线 110 的移动通信系统中，自适应调制编码方法可单独应用于每个前向信道，也可共同应用于前向信道。

25

在此，AMC 模式用于使自适应调制编码方法应用于多个前向信道，而且它可分为共同 MCS 模式和单独 MCS 模式。该 AMC 模式可在运行时间中更改。

30

共同 MCS 模式使 MCS 级别共同应用于 AMC 发射机 200 的所有发射天线 250，即：使自适应调制编码方法共同应用于前向信道。相反，单独 MCS 模式使各 MCS 级别应用于 AMC 发射机 200 的各发射天线 250，即：使每个 MCS 级别适用于各个前向信道。

5

在共同 MCS 模式中，移动终端把有关前向信道特性中的质量最低的前向信道特性的 MCS 级别反馈到基站。然后，基站选择质量最低的前向信道特性的 MCS 级别，并把所选的 MCS 级别共同应用于所有前向信道。

10

在单独 MCS 模式中，移动终端估计有关每个前向信道的信道质量，并且基站根据估计的前向信道的信道质量来选择每个 MCS 级别，并把每个 MCS 级别应用于每个前向信道。

15

以下将对根据本发明的移动通信系统的 AMC 设备的操作进行说明。

该 AMC 模式是在移动终端和基站之间同时操作的。

20

AMC 接收机 100 的 BLAST 解码器 120 把通过多个接收天线 110 接收的接收信号构成为接收矢量，在检测特定码元的同时，把其他码元视为干扰信号，估计特定码元，并从接收矢量中减去事先检测的信号分量，因此它在使每个码元的影响最小的同时，通过发射天线来估计每个码元。

25

AMC 接收机 100 的信道估计器 130 通过使用从 BLAST 解码器 120 输出的码元，通过发射天线来估计前向信道特性，并且 AMC 接收机 100 把估计的前向信道特性反馈到基站的 AMC 发射机 200。

30

AMC 接收机 100 的解调器 140 根据在信道估计器 130 中估计的

前向信道特性来检测每个前向信道的解调方法，并根据解调方法，通过发射天线来对来自 BLAST 解码器 120 的码元进行解调。通过发射天线解调的码元在顺次通过信道去交织器 150 和解码器 160 时被解码。

5

同时，基站的 AMC 发射机 200 根据从移动终端反馈的前向信道特性来选择最佳 MCS 级别。例如，在共同 MCS 模式中，AMC 发射机 200 根据质量最低的前向信道特性来选择最佳 MCS 级别，并把所选的 MCS 级别共同应用于所有前向信道。在单独 MCS 模式中，AMC 发射机 200 选择有关每个前向信道特性的最佳 MCS 级别，并把每个 MCS 级别适用于相关前向信道。

10

此处，将对根据前向信道特性的 MCS 级别选择方法进行说明。

15

参照附图 2 和 3，当前向信道的 SNR 在 3.25dB~7.25dB 的范围内时，该 MCS 级别选择器 210 选择 MCS 级别 2。当前向信道的 SNR 在 7.25dB~9.25dB 的范围内时，MCS 级别选择器 210 选择 MCS 级别 3。

20

AMC 发射机 200 的编码器 220 按照发射天线数来对传输数据进行解复用，并对按照发射天线数生成的层的发射数据进行编码。

25

例如，参照附图 3，当选择 MCS 级别 2 时，AMC 发射机 200 的编码器 220 根据 MCS 级别 2 的编码速率，对各层的传输数据(通过发射天线的发射数据)进行编码，信道交织器 230 根据 MCS 级别 2，通过发射天线来对编码的发射数据进行信道交织，并且调制器 240 根据 MCS 级别 2 的调制方法(QPSK)，通过发射天线来对信道交织的发射数据进行调制。

30

BLAST 处理单元 250 通过发射天线来把发射码元并行发射到各

发射天线 260，以使通过发射天线调制的发射码元在时空轴线上具有垂直形式。例如，当存在四个发射天线时，通过同时发射四个发射码元，可使发射速率与具有一个发射天线的情况相比快四倍。

5           如上所述，基站包括多个发射天线，通过按照发射天线数对发射数据进行解复用，通过发射天线来形成 3 个数据层，根据由移动终端估计的前向信道特性来选择前向信道的 MCS 级别，根据所选的前向信道的 MCS 级别来对发射数据层进行编码和调制，并通过多个发射天线来同时发送发射数据层，因此可进一步提高发射速率。

10

图 9 示出了根据本发明的移动通信系统的 AMC 设备的性能。

与包括一个发射天线和一个接收天线在内并使用有关一个前向信道的自适应调制编码方法的常规 AMC 设备相比，根据本发明的 AMC  
15           设备对于相同 SNR 表现为吞吐量好得多。

20

此外，在根据本发明的 AMC 设备中，当与两个发射天线(2Tx)相比，在四个发射天线(4Tx)中获得的吞吐量要好得多时，发射天线数越多，根据本发明的 AMC 设备的发射性能提高得就越大。

25

如上所述，在本发明中，通过把多个发射天线和接收天线包括在移动终端内；通过对通过接收天线在移动终端接收的信号进行 BLAST 解码，通过发射天线来估计前向信道特性；根据估计的前向信道特性来选择前向信道的最佳 MCS 级别；按照发射天线数对将从基站发射到移动终端的发射数据进行解复用；根据所选的 MCS 级别，通过发射天线来对解复用的发射数据进行编码和调制；以及通过多个发射天线来同时发射通过发射天线调制的发射码元，可进一步提高数据发射速率。

**图1**  
现有技术

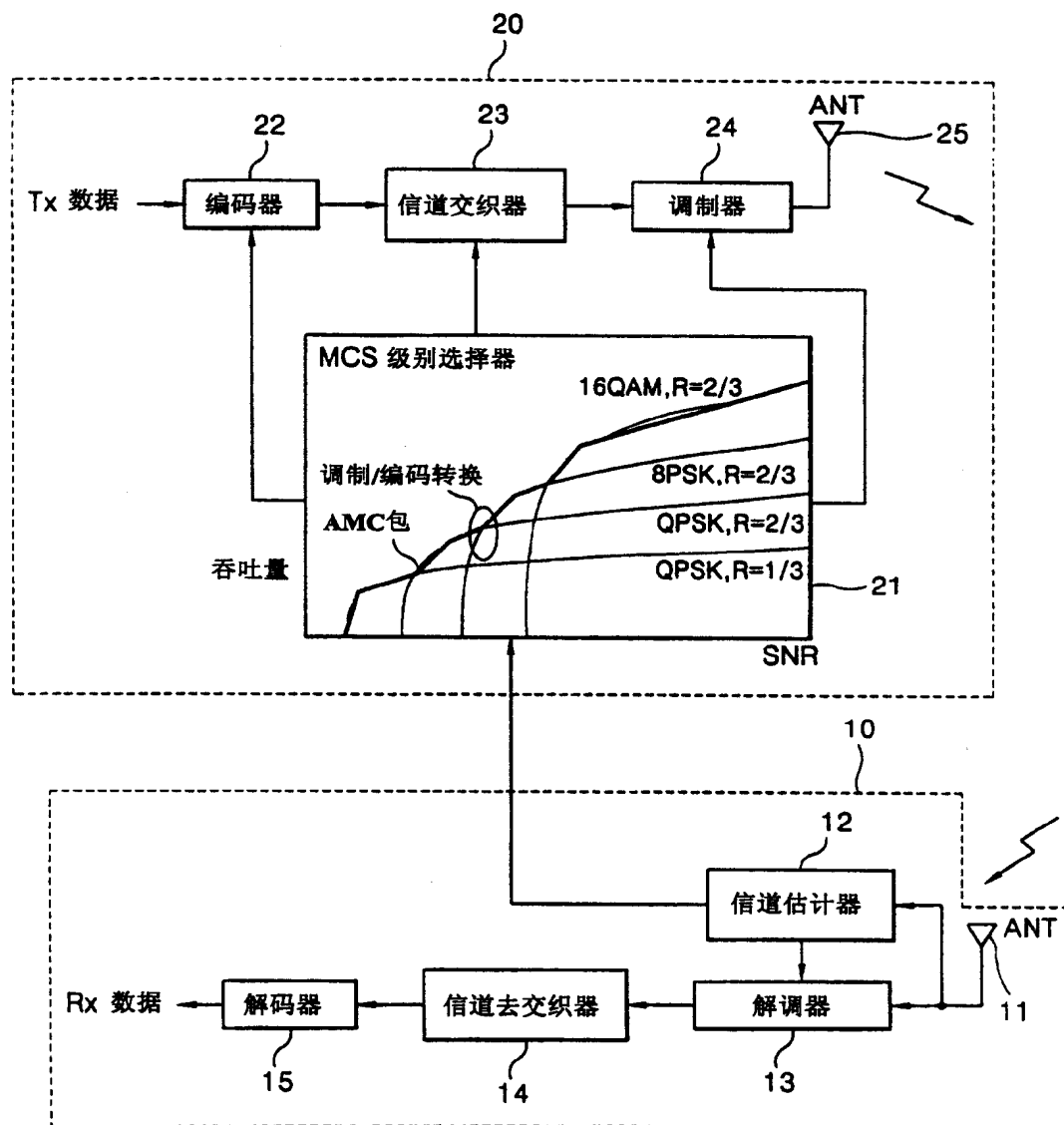


图2  
现有技术

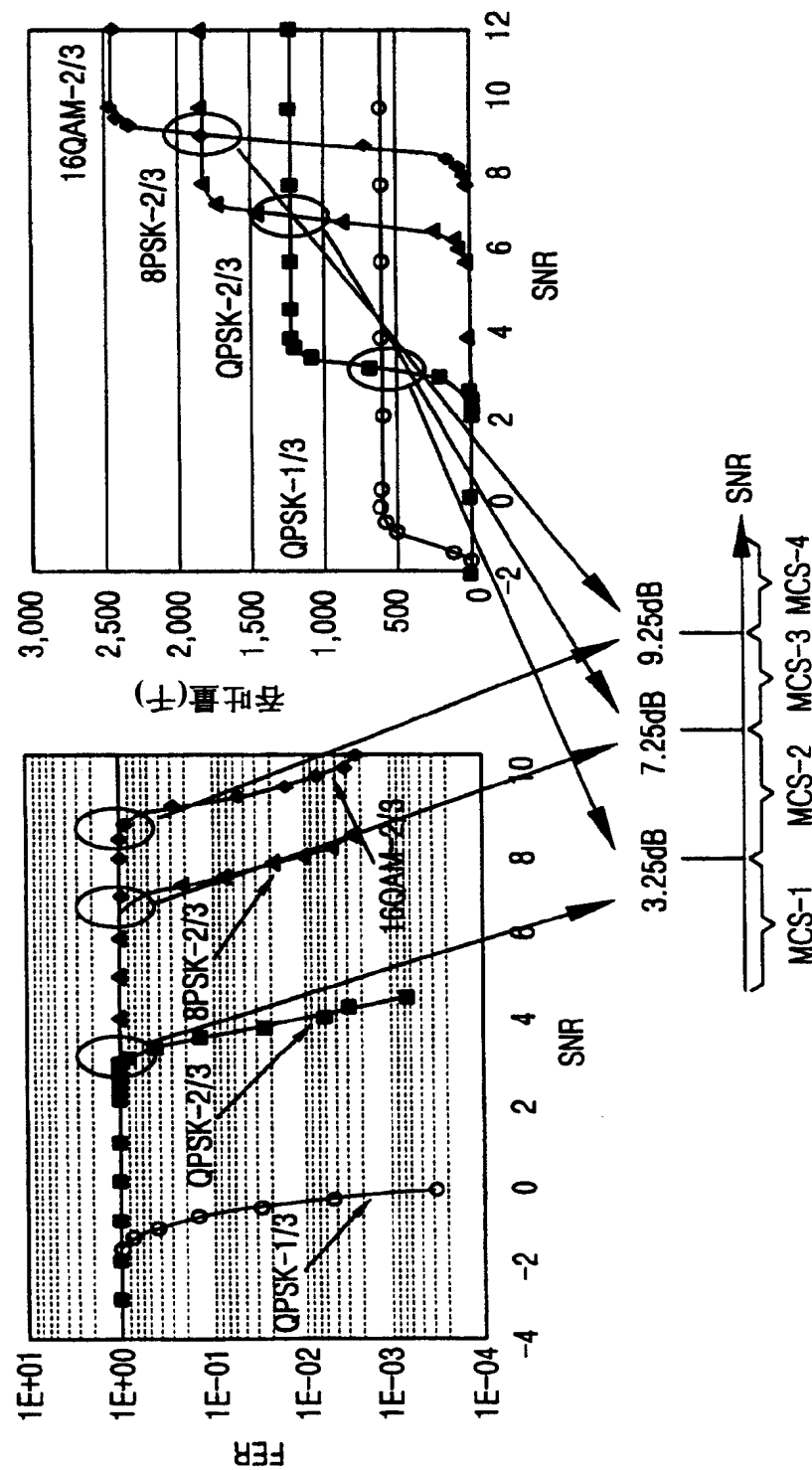
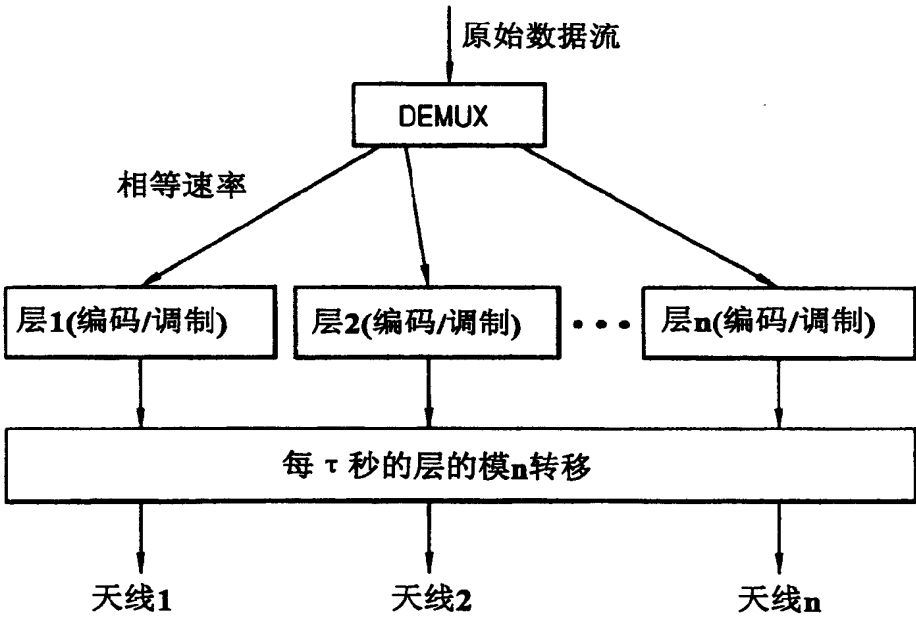
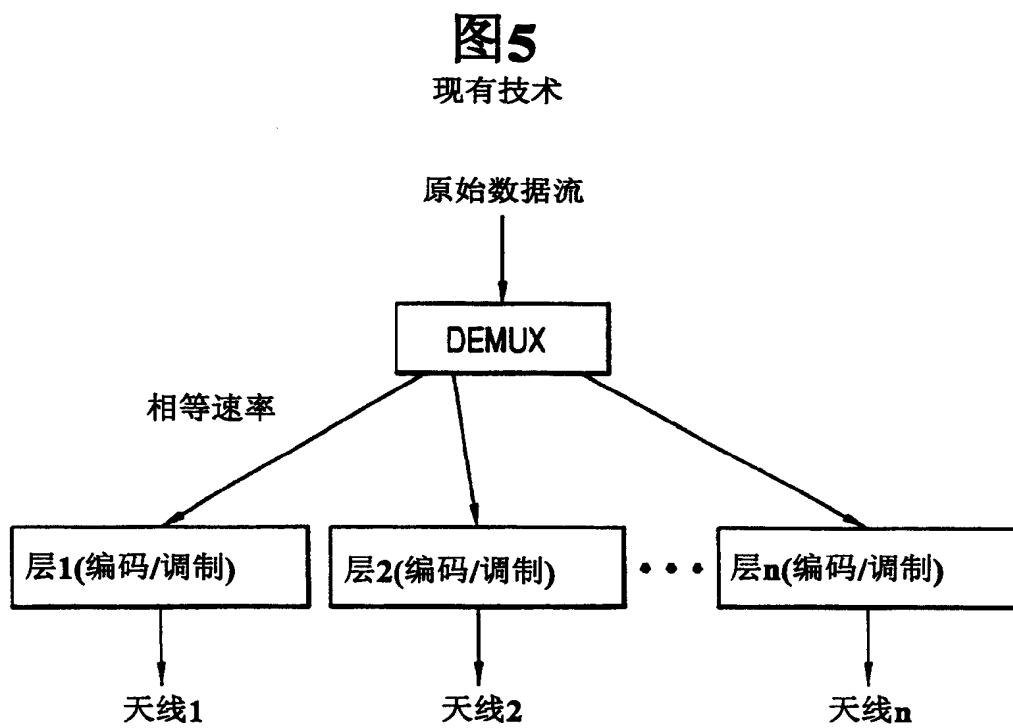


图3  
现有技术

MCS	编码率	调制
1	1/3	QPSK
2	2/3	QPSK
3	2/3	8PSK
4	2/3	16QAM

图4  
现有技术







**图6**  
现有技术

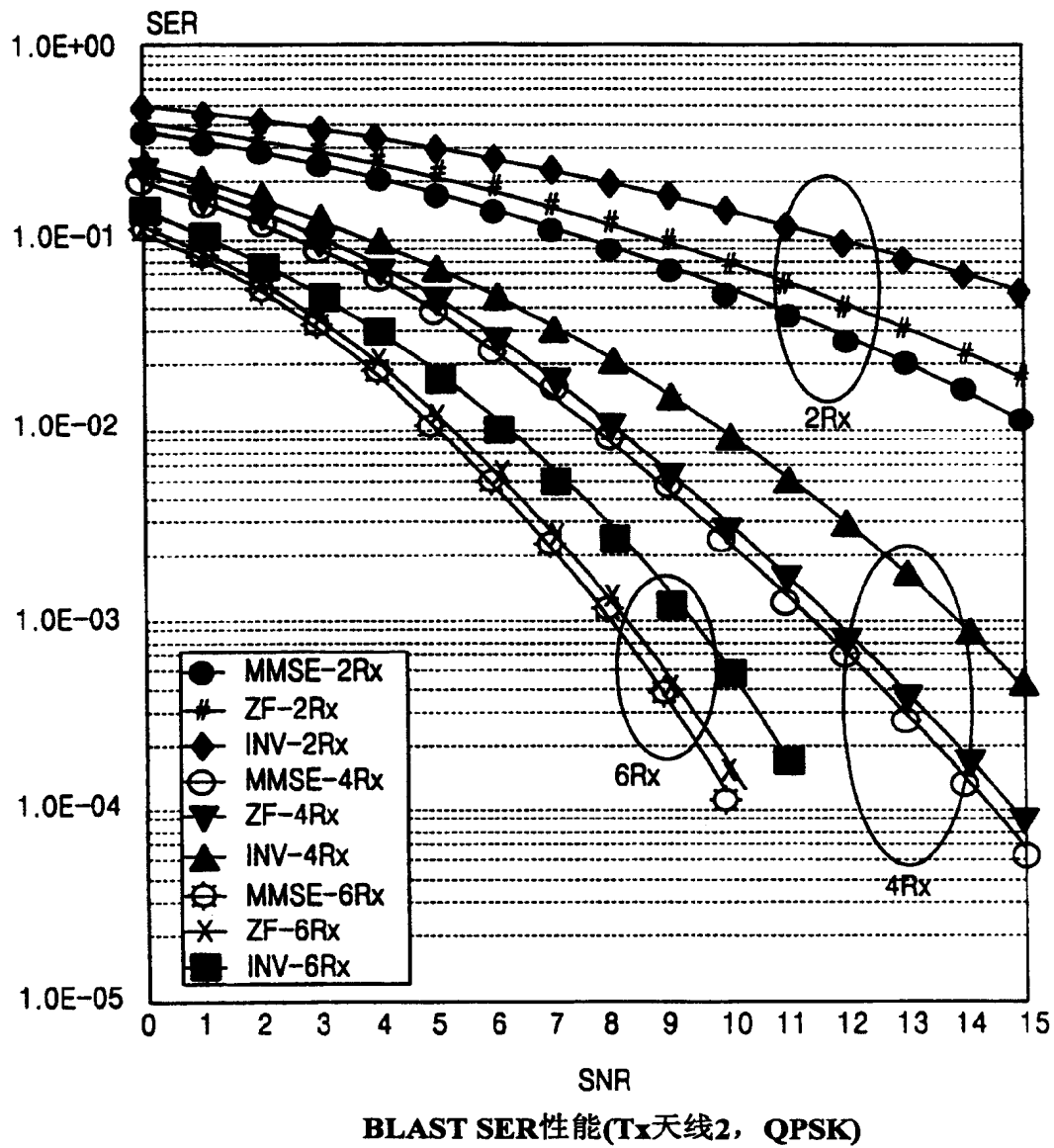


图7  
现有技术

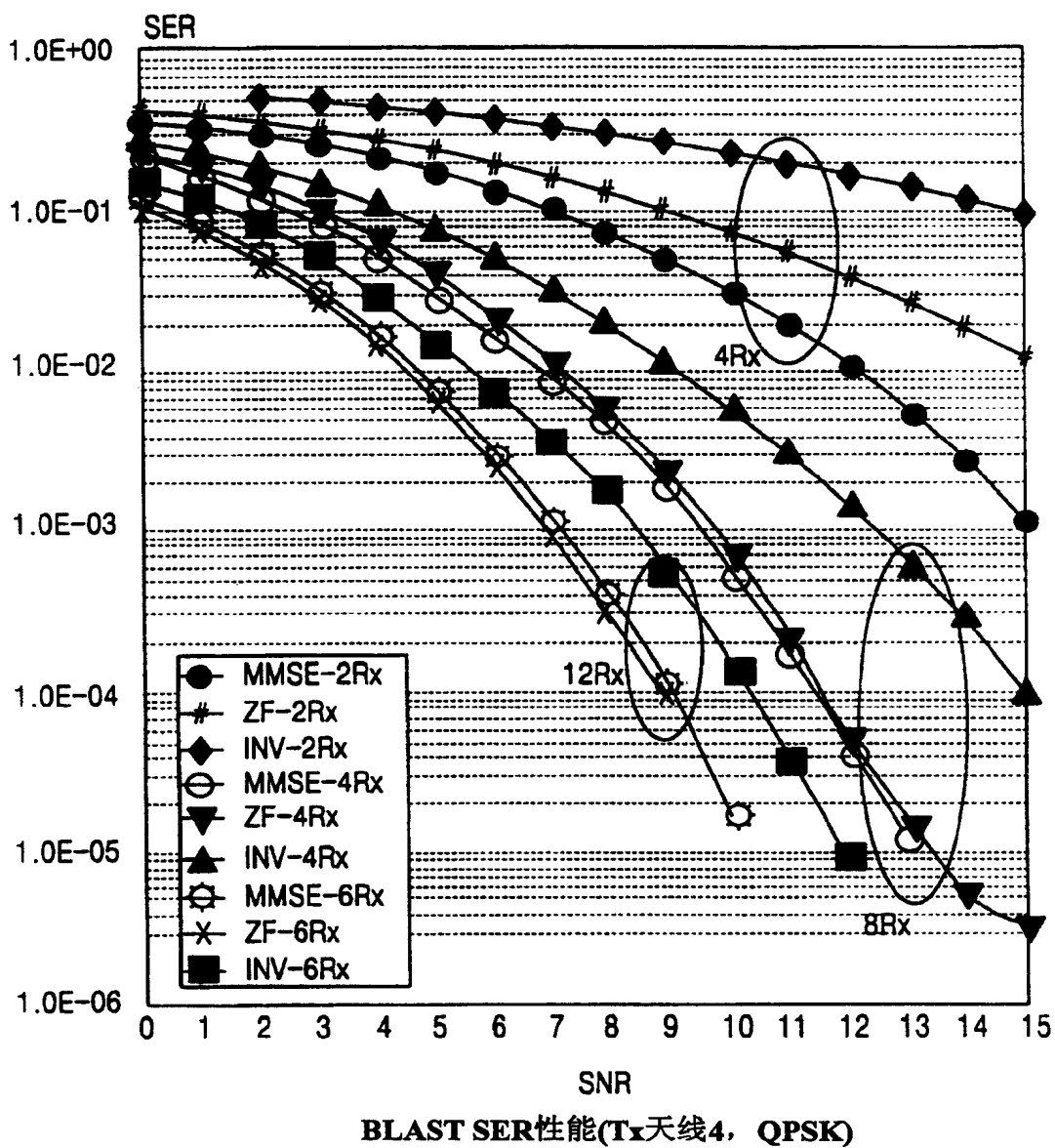


图8

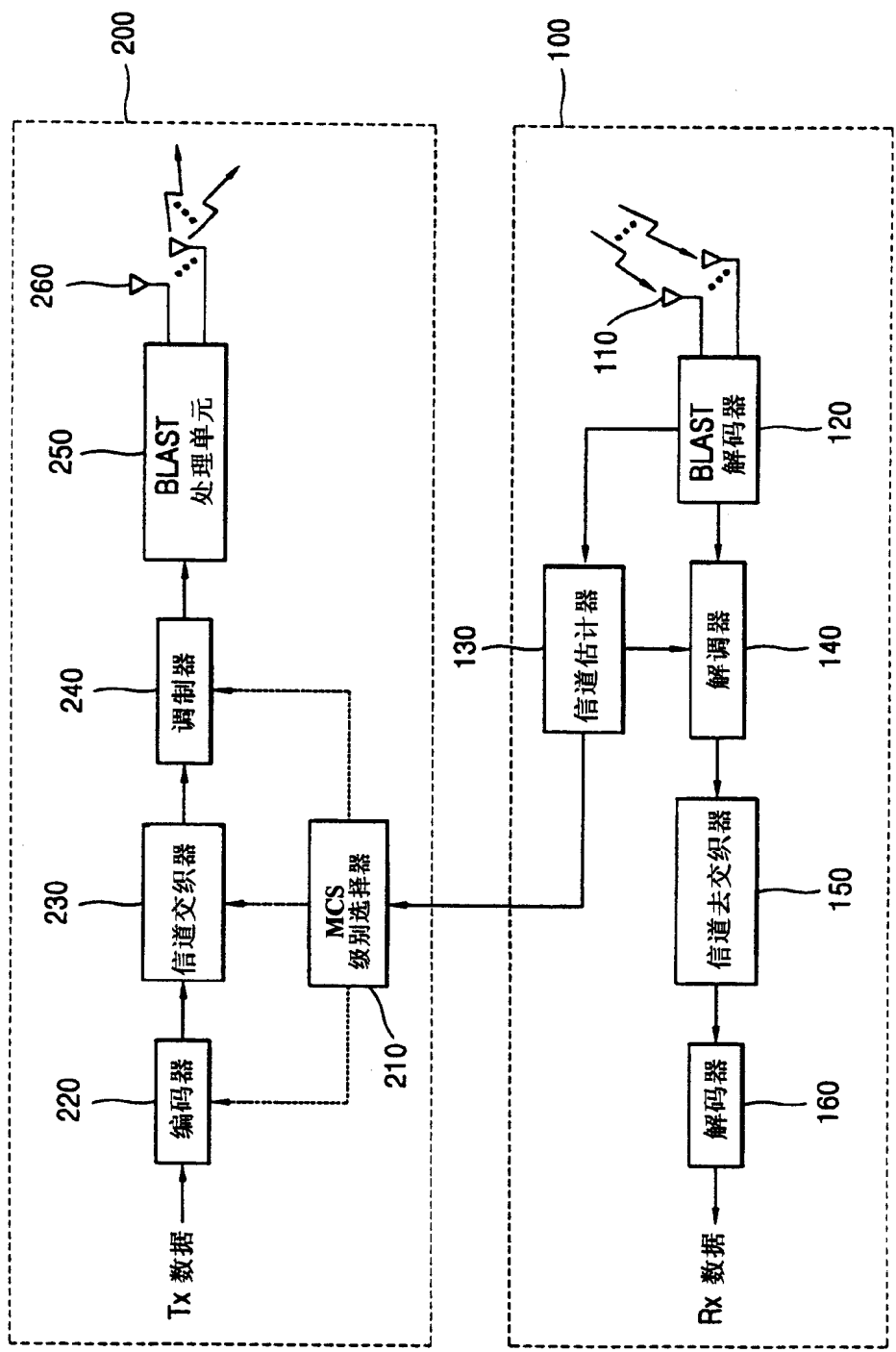
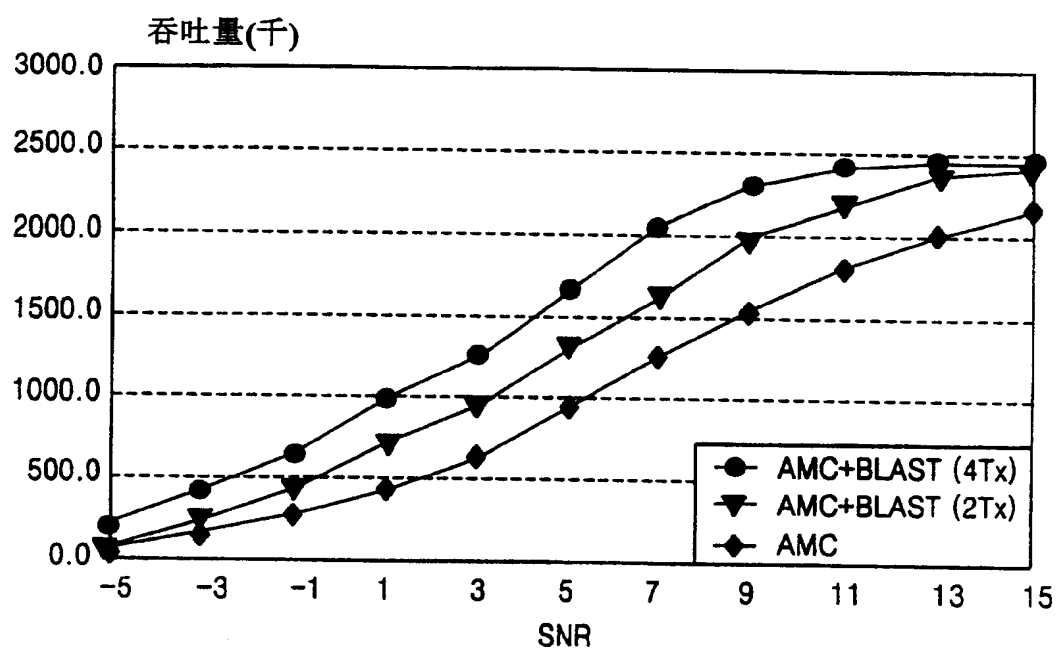


图9



**Base station device and packet transmission method**

**Patent number:** CN1537371 (A)

**Publication date:** 2004-10-13

**Inventor(s):** KATSUHIKO HIRAMATSU [JP] + (HIRAMATSU KATSUHIKO)

**Applicant(s):** MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD [JP] + (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRY CO., LTD)

Classification:

- international: H04B7/26; H04L1/00; H04L1/16; H04L1/18; H04B7/26; H04L1/00; H04L1/16; (IPC1-7): H04L1/00; H04L1/16; H04L27/32

- european: H04L1/00A1M; H04L1/18D

Application number: CN20038000720 20030320

Priority number(s): JP20020081271 20020322

**Abstract not available for CN 1537371 (A)**

**Abstract of correspondent: US 2004196801 (A1)**

A service kind determining section 152 determines a service class from service information included in the header of transmission data of each communication terminal apparatus. A maximum retransmission number setting section 153 sets the maximum number of retransmissions from an allowable delay time allowed in each service class. An MCS selecting section 154 decides a communication terminal apparatus that transmits a packet based on a report value from each communication terminal apparatus, and outputs information indicating the destination apparatus to a transmission queue 156 with reference to a determination result of a user determining section 151. Moreover, the MCS selecting section 154 selects a suitable modulation system and a coding rate from the MCS selection table 154 based on the maximum number of retransmissions of the destination apparatus and the report value, and outputs information indicating the selected modulation system and coding rate to a multiplexing section 157, an error correction coding section 158 and a modulating section 159. This makes it possible to decide an optimal combination of the modulation system and the error correction coding system.

[ 51 ] Int. Cl<sup>7</sup>

H04L 1/00

H04L 1/16 H04L 27/32



## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03800720.7

[43] 公开日 2004 年 10 月 13 日

[11] 公开号 CN 1537371A

[22] 申请日 2003.3.20 [21] 申请号 03800720.7

### [30] 优先权

[32] 2002. 3.22 [33] JP [31] 81271/2002

[86] 国际申请 PCT/JP2003/003396 2003.3.20

[87] 国际公布 WO2003/081834 日 2003.10.2

〔85〕 进入国家阶段日期 2004.1.20

[71] 申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 平松胜彦

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

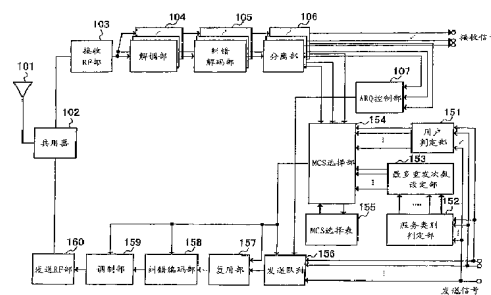
代理人 黃小臨 王志森

权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 4 页

[54] 发明名称 基站装置及分组传输方法

[57] 摘要

服务类别判定部(152)由包含在各通信终端装置发送的数据的标题部分的服务信息判定服务级。最多重发次数设定部(153)根据在各服务级所容许的容许延迟时间设定最多重发次数。MCS选择部(154)根据由各通信终端装置发来的报告值决定对分组进行发送的通信终端装置,参照用户判定部(151)的判定结果将表示发送目标装置的信息输出到发送队列(156)。而且,MCS选择部(154)根据发送目标装置的最多重发次数及报告值从MCS选择表(155)中选择适宜的调制方式及编码率,并将表示所选择的调制方式及编码率的信息输出到复用部(159)、纠错编码部(158)及调制部(159)。由此,根据发送分组的服务级能够决定最适宜的调制方式与纠错编码方式的组合。



LSSN 1008-4274

1、一种基站装置，具备：

分离部件，从接收信号中分离表示传播路径状况的报告值；

5       最多重发次数设定部件，根据通信终端装置的服务级来设定最多重发次数；以及

发送目标决定部件，根据所述报告值来决定分组发送目标的通信终端装置，并根据所述报告值及所述最多重发次数来决定编码率及调制方式。

10       2、如权利要求1所述的基站装置，其中，发送目标决定部件从按每个最多重发次数存储的载干比与调制方式及编码率之间的对应关系的表中选择适宜的调制方式及编码率。

3、一种基站装置，具备：

无线线路质量估计部件，根据表示发送至通信终端装置的信号功率的发送功率信息来估计各个通信终端装置的无线线路的质量；

15       最多重发次数设定部件，根据通信终端装置的服务级来设定最多重发次数；以及

发送目标决定部件，根据所述无线线路的质量来决定分组发送目标的通信终端装置，并根据所述无线线路的质量及所述最多重发次数来决定编码率及调制方式。

20       4、如权利要求3所述的基站装置，其中，发送目标决定部件从按每个最多重发次数存储的发送功率对基准功率的比率与调制方式及编码率之间的对应关系的表中选择适宜的调制方式及编码率。

25       5、如权利要求1所述的基站装置，其中，最多重发次数设定部件将各个服务级所容许的容许延迟时间除以本站与各个通信终端装置之间的无线信号的往返时间，并将所得的值变换成整数来设定最多重发次数。

6、一种分组传输方法，包括以下步骤：根据表示传播路径状态的报告值来决定分组发送目标的通信终端装置；以及根据决定好的通信终端装置的服务级的最多重发次数及所述报告值来决定分组的编码率及调制方式。

30       7、一种分组传输方法，包括以下步骤：根据无线线路的质量来决定分组发送目标的通信终端装置；以及根据决定好的通信终端装置的服务级的最多重发次数及所述无线线路的质量来决定分组的编码率及调制方式。

## 基站装置及分组传输方法

5

## 技术领域

本发明涉及进行下行高速分组传输的基站装置及分组传输方法。

## 背景技术

10 目前，已开发出由多个通信终端装置共用高速大容量的下行信道，以此进行高速分组传输的下行高速分组传输方式（HSDPA 等）。该传输方式中，采用了调度技术及适应调制技术，以便提高传输效率。

所谓的调度技术是一种由基站装置来分配下行高速分组发送目标的通信终端装置的技术。作为以往具有代表性的调度技术有：由每个通信终端装置  
15 观测下行线路传播路径的状态，并优先从质量最佳的用户进行分配的‘最大 C/I（载波对干扰波）法’，以及依序对每个用户进行分配的‘循环调度（Round-Robin Scheduling）法’等。

另外，所谓的适应调制技术是一种根据进行分组发送的通信终端装置的传播路径状态，适应性地决定调制方式或纠错编码方式的技术。作为现有的  
20 适应调制技术有：（a）由通信终端装置估计或推测下行线路的质量，设定最适宜的传送格式（即调制方式及纠错编码方式），并将其向基站装置报告的方法，（b）由通信终端装置来估计或推测下行线路的质量并将其向基站装置报告，由基站装置根据其报告值设定最适宜的传送格式（即调制方式及纠错编码方式）的方法，（c）不接收来自通信终端装置的报告，而由基站装置设定  
25 最适宜的传送格式（即调制方式及纠错编码化方式）的方法。

基站装置根据由调度决定的方式对分组进行纠错编码处理及调制处理后，将处理过的分组发送到经调度分配的通信终端装置。另外，由基站装置发送出的高速分组在通信终端装置中不满足所规定的接收质量并不能够正确地解调的情况下，基站装置重新发送分组。

30 在此，对分组以声音数据及 Web 数据等不同服务级的数据进行复用。而且每个服务级所容许的延迟时间不同。例如：声音数据的容许延迟时间较短，



而 Web 数据的容许延迟时间较长。

因此，即使在无线线路质量相同的条件下，由于每个服务级所容许的延迟时间不同，所选择的调制方式及纠错编码方式也有不同情况。

然而，目前还没有公开任何能够根据发送分组的服务级来决定最适宜的

## 5 调制方式与纠错编码方式的组合的调度技术。

### 发明内容

本发明的目的在于提供一种基站装置及其分组传输方法，能够根据发送分组的服务级来决定最适宜的调制方式与纠错编码方式的组合。

- 10 此目的由在发送服务级不同的数据的情况下，选择最适宜的分组调制方式及编码率时，通过考虑反映每个服务级的容许延迟时间的最多发送次数来实现。

### 附图说明

- 15 图 1 是表示本发明实施例 1 的基站装置结构的方框图；  
图 2A 是表示存储在本发明实施例 1 的基站装置 MCS 选择表中的内容的一个例子的图；  
图 2B 是表示存储在本发明实施例 1 的基站装置 MCS 选择表中的内容的一个例子的图；  
20 图 2C 是表示存储在本发明实施例 1 的基站装置 MCS 选择表中的内容的一个例子的图；  
图 3 是表示本发明实施例 2 的基站装置结构的方框图；  
图 4A 是表示存储在本发明实施例 2 的基站装置 MCS 选择表中的内容的一个例子的图；  
25 图 4B 是表示存储在本发明实施例 2 的基站装置 MCS 选择表中的内容的一个例子的图；以及  
图 4C 是表示存储在本发明实施例 2 的基站装置 MCS 选择表中的内容的一个例子的图。

### 30 具体实施方式

下面，参照附图来说明本发明的实施例。

(实施例1)

在本发明的实施例1中,对于在‘(b)由通信终端装置来估计或推测下行线路的质量并将其向基站装置报告,由基站装置根据其报告值设定最适宜的传送格式(即,调制方式及纠错编码方式)的方法’,来决定适合于各个服务级的调制方式与纠错编码方式的组合的情况进行说明。另外,在本实施例中,假定由最大C/I法来分配无线资源。

图1是表示本发明实施例1的基站装置结构的方框图。在图1中,基站装置具备:

天线101,共用器102,接收RF部103,解调部104,纠错解码部105,分离部106,以及ARQ控制部107。另外,基站装置还具备:

用户判定部151,服务类别判定部152,最多重发次数设定部153,MCS (Modulation Coding Scheme: 调制方式与纠错编码的组合)选择部154, MCS选择表155,发送队列(queue)156,复用部157,纠错编码部158,调制部159,以及发送RF部160。

共用器102将由天线101接收的信号输出到接收RF部103。而且,共用器102将从发送RF部160输出的信号经由天线101进行无线发送。

接收RF部103将从共用器102输出的无线频率接收信号转换成基带数字信号,并将其输出到解调部104。

设有与进行无线通信的通信终端装置相同数量的解调部104对所接收的基带信号进行解调处理,并输出到纠错解码部105。设有与进行无线通信的通信终端装置相同数量的纠错解码部105对解调信号进行维特比(Viterbi)译码等用于纠错解码处理,并输出到分离部106。

设有与进行无线通信的通信终端装置相同数量的分离部106从解码信号中分离ACK信号或NACK信号,并将其输出到ARQ控制部107。同时,分离部106从解码信号中分离报告值,并将其输出到MCS选择部154。所述的ACK信号是表示从基站装置发送来的高速分组在通信终端装置可以被正确地解调的信号。而所述的NACK信号是表示从基站装置发送来的高速分组在通信终端装置不能被正确解调的信号。而且在通信终端装置检测出的报告值表示该各个通信终端装置与基站装置之间的传播路状况,在采用最大C/I法的情况下,该报告值表示CIR (Carrier to Interference Ratio: 载干比)。

在输入的信号是ACK信号时,ARQ控制部107对MCS选择部154及发送

队列 156 命令发送新的数据。在输入的信号是 NACK 信号时, ARQ 控制部 107 对 MCS 选择部 154 及发送队列 156 命令重发上一次发送的数据。

5 用户判定部 151 根据包含在各个通信终端装置发送来的数据标题部分的用户信息来判定该发送数据是针对哪一个(发送终端装置)的, 并将判断结果输出到 MCS 选择部 154。

服务类别判定部 152 根据包含在各个通信终端装置发送来的数据标题部分的服务信息来判定服务级, 并将判定结果与通信终端装置组配后, 输出到最多重发次数设定部 153。另外, 服务级记载在帧格式的 IP 标题中。例如: 在 IPv4 记载在‘业务类别’区中, 而在 IPv6 记载在‘通信量级’区中。

10 最多重发次数设定部 153 将各个服务级所容许的容许延迟时间除以本站与各个通信终端装置之间的无线信号的往返时间(Round-Trip Time: RTT), 并将所得的值变换成整数来设定最多重发次数, 再将其输出到 MCS 选择部 154。

15 MCS 选择部 154 根据从各个通信终端装置发来的报告值来决定发送分组的通信终端装置(以下称为‘发送目标装置’), 并参照用户判定部 151 的判定结果将表示发送目标装置的信息输出到发送队列 156。例如: 在采用最大 C/I 法的情况下, MCS 选择部 154 将 CIR 最大的通信终端装置决定为发送目标装置。而且, MCS 选择部 154 根据发送目标装置的最多重发次数与报告值, 从 MCS 选择表 155 中选定适宜的调制方式及编码率, 并将表示所选定的调制  
20 方式及编码率的信息输出到复用部 157、纠错编码部 158、以及调制部 159。另外, 对于存储在 MCS 选择表 155 中的内容及 MCS 选择部 154 编码率及调制方式的决定方法以后再进行详述。

25 发送队列 156 选择与由 MCS 选择部 154 所指定的发送目标装置相关的数据。此时, 在由 ARQ 控制部 107 命令发送新的数据的情况下, 发送队列 156 删除原存储着的数据, 在将新数据输出到复用部 157 的同时对其进行存储。而在由 ARQ 控制部 107 命令重新发送数据的情况下, 发送队列 156 将存储着的数据输出到复用部 157。

30 复用部 157 对由发送队列 156 输出的数据以 MCS 选择部 154 输出的表示调制方式及编码率的信息进行复用。纠错编码部 158 根据由 MCS 选择部 154 选择的编码方式对复用部 157 的输出信号进行纠错编码处理, 并输出到调制部 159。调制部 159 根据由 MCS 选择部 154 选择的调制方式来调制纠错编码

部 158 的输出信号，并将其输出到发送 RF 部 160。

发送 RF 部 160 将由调制部 159 输出的基带数字信号变换成无线频率信号，并将其输出到共用器 102。

下面，对存储在 MCS 选择表 155 的内容及 MCS 选择部 154 的编码率及调制方式的决定方法进行详细的说明。

图 2A、图 2B、图 2C 每个都是表示存储在 MCS 选择表 155 中的内容的一个例子的图。如图 2A、图 2B、图 2C 所示，MCS 选择表 155 按最多重发次数存储 CIR 与 MCS 之间的对应关系。图 2A 表示在最多重发次数为 10 的情况下的 CIR 与 MCS 之间的对应关系，图 2B 表示在最多重发次数为 6 的情况下的 CIR 与 MCS 之间的对应关系，图 2C 表示在最多重发次数为 2 的情况下的 CIR 与 MCS 之间的对应关系。另外，在图 2A、图 2B、图 2C 中，QPSK、8PSK、16QAM、64QAM 表示调制方式，R 表示编码率。

另外，在一般的情况下，具有 CIR 越高，则能使调制多值数越多，而且最多重发次数越多，能使 M 进制调制数越多的关系。

例如：假若由各个通信终端装置所发来的报告值中，最大 CIR 为 ‘7dB’，且所对应的通信终端装置的最多重发次数为 ‘6’，则 MCS 选择部 154 在图 2B 的 MCS 选择表 155 中选择 CIR 为 ‘7dB’ 时的 MCS，即 ‘16QAM、 $R=3/4$ ’，并将表示所选择的调制方式及编码率的信息输出到复用部 157，纠错编码部 158 及调制部 159。

在发送服务级不同的数据的情况下，通过参照发送目标装置的最多重发次数及报告值，能够高精度地进行最适宜的分组调制方式及编码率的选择，以及减少数据的重发次数，并提高传送效率。

### (实施例 2)

在本发明的实施例 2 中，对于在 ‘(c) 不接收来自通信终端装置的报告，而由基站装置设定适宜的传送格式(即调制方式及纠错编码化方式)的方法’，决定最适合于各个服务级的调制方式与纠错编码方式的组合的情况进行说明。

图 3 是表示本发明实施例 2 的基站装置结构的方框图。另外，在图 3 的基站装置中，对与图 1 相同的结构部分编上与图 1 相同的标记，并省略其详细说明。

图 3 的基站装置采用在图 1 的基础上追加无线线路质量估计部 301 的结构。而且,在图 3 的基站装置中,MCS 选择部 302 的作用与图 1 的 MCS 选择部 154 的作用不同,MCS 选择表 303 的作用与图 1 的 MCS 选择表 155 的作用不同。

5        在此,在下行线路进行闭环发送功率控制的情况下,通信终端装置测定下行线路的接收质量(通常是 SIR),并将其与预先设定的接收质量目标值(目标 SIR)进行比较。根据比较结果,在测定的接收质量较大的情况下,通信终端装置向基站装置发送降低发送功率的命令,在测定的接收质量较小的情况下,通信终端装置向基站装置发送提高发送功率的命令。因此,由基站装置向各个通信终端装置发送的信号的发送功率成为表示在通信终端装置的接收质量的指标。

无线线路质量估计部 301 根据表示对各个通信终端装置发送的信号功率的发送功率信息来估计各个通信终端装置的无线线路的质量,并将其输出到 MCS 选择部 302。

15        MCS 选择部 302 根据各个通信终端装置的无线线路质量来决定发送目标装置,并将表示发送目标装置的信息输出到发送队列 156。另外,MCS 选择部 302 根据发送目标装置的最多重发次数及无线线路质量,从 MCS 选择表 303 中选择适宜的调制方式及编码率,并将表示所选择的调制方式及编码率的信息输出到复用部 157、纠错编码部 158 及调制部 159。

20        另外,如图 4A、图 4B、图 4C 所示,MCS 选择表 303 按最多重发次数存储  $P_{trans}/P_{target}$  与 MCS 之间的对应关系。图 4A 表示在最多重发次数为 10 的情况下的  $P_{trans}/P_{target}$  与 MCS 之间的对应关系,图 4B 表示在最多重发次数为 6 的情况下的  $P_{trans}/P_{target}$  与 MCS 之间的对应关系,图 4C 表示在最多重发次数为 2 的情况下的  $P_{trans}/P_{target}$  与 MCS 之间的对应关系。

25        在此, $P_{trans}$  表示发送功率, $P_{target}$  表示基准功率。

在发送服务级不同的信息的情况下,通过参照发送目标装置的最多重发次数及无线线路的质量,能够高精度地进行最适宜的分组调制方式及编码率的选择,减少数据的重发次数,并提高传送效率。

另外,在‘(a)由通信终端装置估计或推测下行线路的质量,设定最适宜的传送格式(即调制方式及纠错编码方式),并将其向基站装置报告的方法’

30        中,可以采用基站装置向通信终端装置发送表示最多重发次数的信息,通信

终端装置根据无线线路的质量及最多重发次数来选择调制方式及编码率，并将其向基站装置报告的方式。然而，在这种场合，基站装置每接到要发送的数据必须向通信终端装置报告，因此难以选择对各种服务级最适宜的调制方式及编码率。

- 5 由上可见，根据本发明，在发送服务级不同的数据的情况下，通过考虑反映每个服务级的容许延迟时间的最多发送次数，能够高精度地进行最合适的分组调制方式及编码率的选择。由此能够减少数据的重发次数，提高传送效率。

- 10 本说明书基于2002年3月22日申请的（日本）特愿2002-081271。其内容全部包含于此。

#### 工业实用性

本发明适合使用于进行下行高速分组传输的无线通信系统的基站装置中。

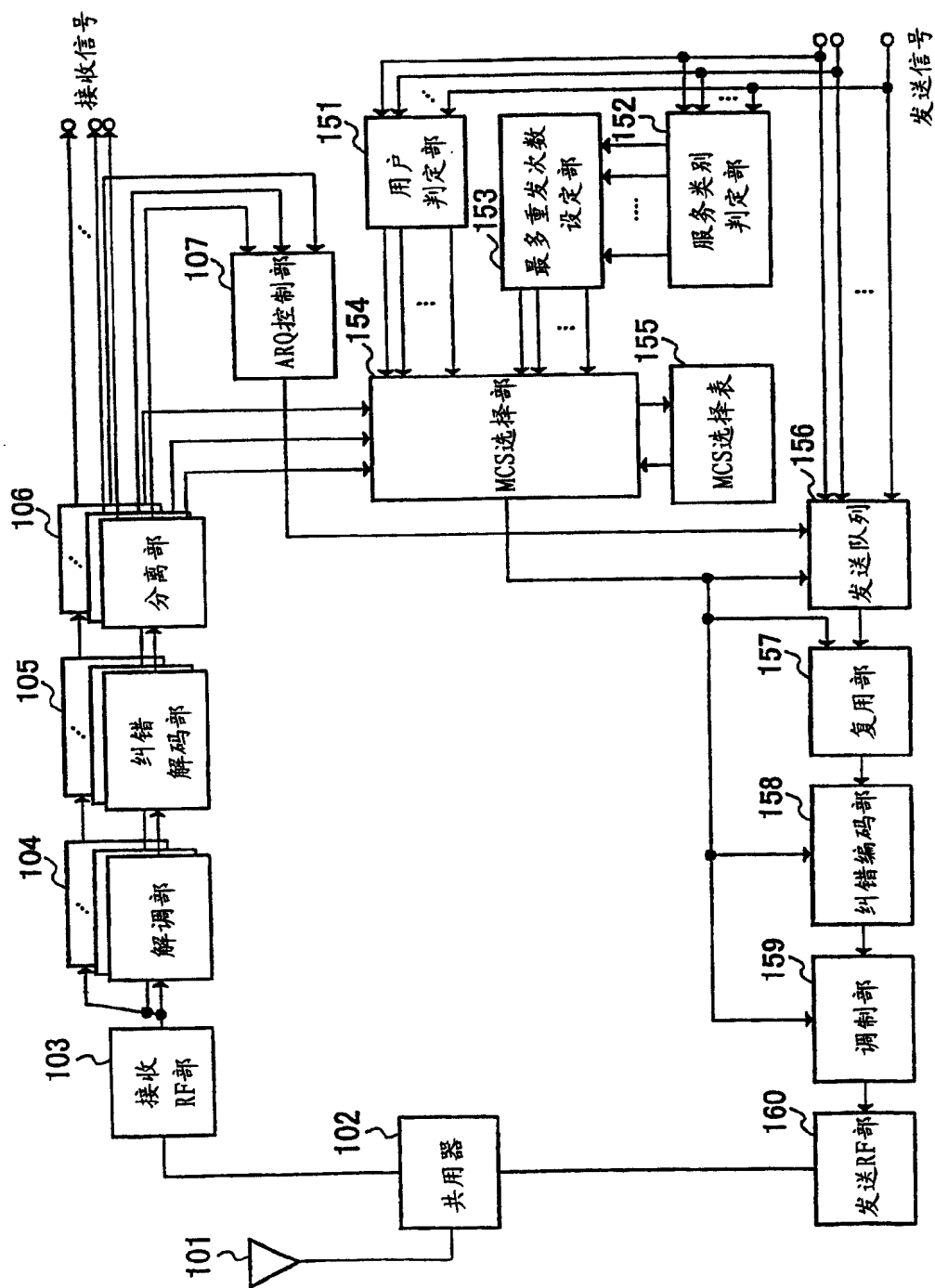


图 1

在最多重发次数为10的情况下

CIR	MCS
大于等于-4DB小于0DB	QPSK,R=3/4
大于等于0DB小于3DB	8PSK,R=3/4
大于等于3DB小于6DB	16QAM,R=3/4
大于等于6DB	64QAM,R=3/4

图 2A

在最多重发次数为6的情况下

CIR	MCS
大于等于-2DB小于2DB	QPSK,R=3/4
大于等于2DB小于5DB	8PSK,R=3/4
大于等于5DB小于8DB	16QAM,R=3/4
大于等于8DB	64QAM,R=3/4

图 2B

在最多重发次数为2的情况下

CIR	MCS
大于等于0DB小于4DB	QPSK,R=3/4
大于等于4DB小于7DB	8PSK,R=3/4
大于等于7DB小于10DB	16QAM,R=3/4
大于等于10DB	64QAM,R=3/4

图 2C



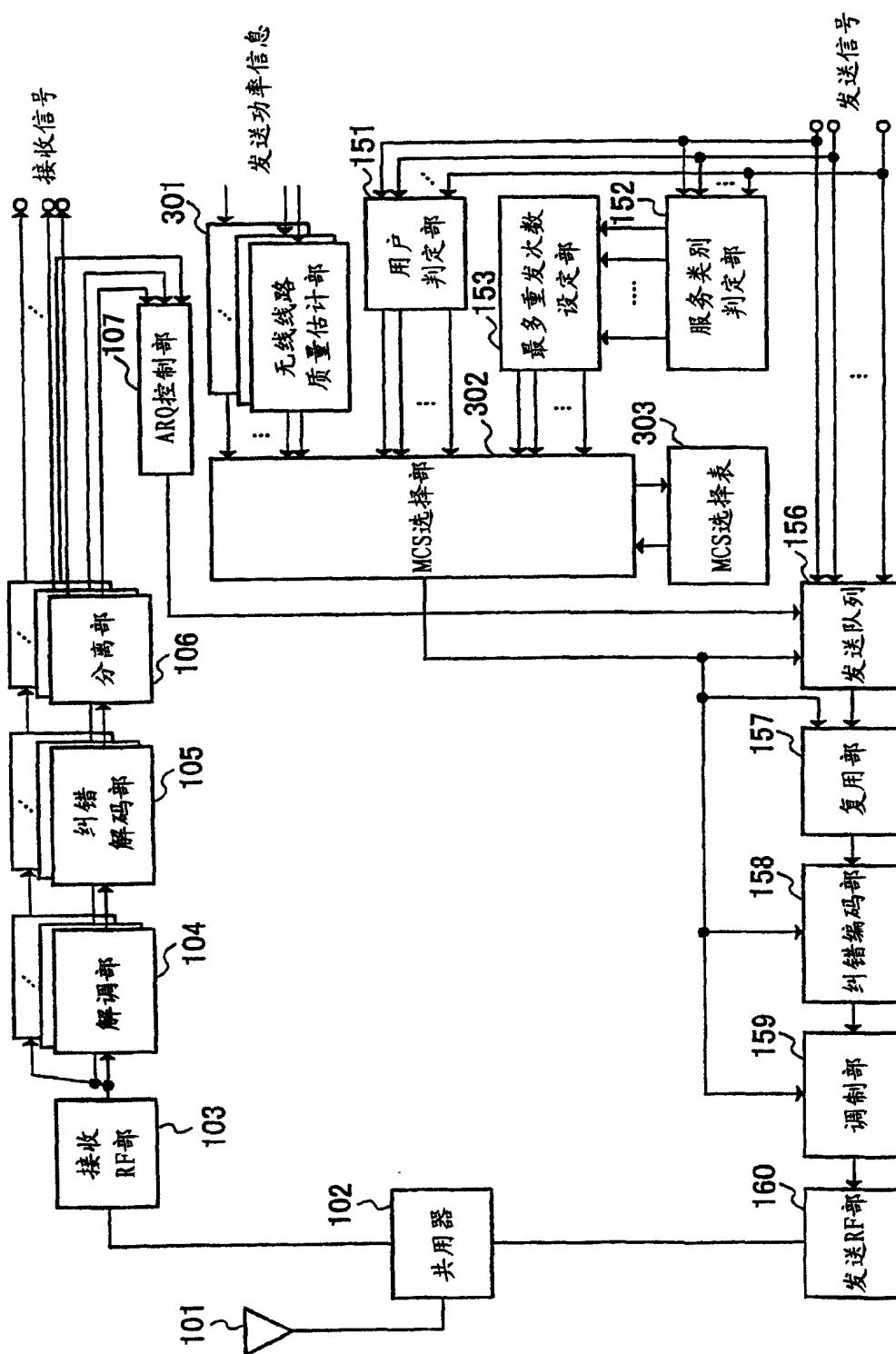


图 3

在最多重发次数为10的情况下

$P_{trans}/P_{target}$	MCS
大于等于-4DB小于0DB	QPSK,R=3/4
大于等于0DB小于3DB	8PSK,R=3/4
大于等于3DB小于6DB	16QAM,R=3/4
大于等于6DB	64QAM,R=3/4

图 4A

在最多重发次数为6的情况下

$P_{trans}/P_{target}$	MCS
大于等于-2DB小于2DB	QPSK,R=3/4
大于等于2DB小于5DB	8PSK,R=3/4
大于等于5DB小于8DB	16QAM,R=3/4
8DB	64QAM,R=3/4

图 4B

在最多重发次数为2的情况下

$P_{trans}/P_{target}$	MCS
大于等于0DB小于4DB	QPSK,R=3/4
大于等于4DB小于7DB	8PSK,R=3/4
大于等于7DB小于10DB	16QAM,R=3/4
10DB	64QAM,R=3/4

图 4C

(12)

EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43)

Date of publication:  
22.08.2001 Bulletin 2001/34

(51)

Int Cl.7: H04L 27/26

(21)

Application number: 01102201.9

(22)

Date of filing: 31.01.2001

<div>(84)</div> <div>Designated Contracting States: AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE TR</div> <div>Designated Extension States: AL LT LV MK RO SI</div>	<div>(72)</div> <div>Inventors:</div> <ul style="list-style-type: none"> <li>Belotserkovsky, Maxim B., Thomson Multimedia 92100 Boulogne Cedex (FR)</li> <li>Litwin, Louis Robert, Jr. Thomson Multimedia 92100 Boulogne Cedex (FR)</li> </ul>
<div>(30)</div> <div>Priority: 16.02.2000 US 505162</div>	<div>(74)</div> <div>Representative: Kohrs, Martin et al Thomson multimedia 46, quai A. Le Gallo 92100 Boulogne-Billancourt (FR)</div>
<div>(71)</div> <div>Applicant: Thomson Licensing, Inc. 92100 Boulogne-Billancourt (FR)</div>	

(54)

Frequency offset correction in a multicarrier receiver

(57) An Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) receiver (10) that detects and corrects a carrier frequency offset of a received signal is provided. The OFDM receiver (10) samples an incoming signal in the time domain and correlates (68) the samples with a stored version of a training or reference symbol to generate a correlation sequence. A correlation peak is detected (70) in the correlation sequence and the index of the correlation peak is set as a reference point (72, 74). The OFDM receiver acquires a sample of the incoming

signal that is a predetermined distance from the reference point (74). Next, the phase difference between the acquired sample and the local oscillator is computed (74). Afterwards, the frequency of the local oscillator is adjusted to reduce the computed phase difference (76, 80). The acquired sample has a known phase that is equal to the phase of the local oscillator in the absence of a carrier frequency offset. Thus, reducing the phase difference between the predetermined sample and the local oscillator causes the carrier frequency offset to converge towards zero.

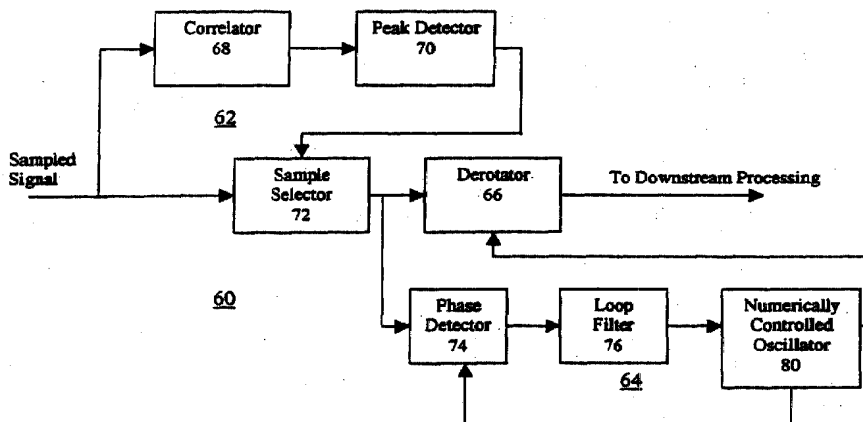


FIG. 3

## Description

**[0001]** The present invention relates to processing of orthogonal frequency division multiplexed (OFDM) signals.

**[0002]** Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a robust technique for efficiently transmitting data over a channel. The technique uses a plurality of sub-carrier frequencies (sub-carriers) within a channel bandwidth to transmit the data. These sub-carriers are arranged for optimal bandwidth efficiency compared to more conventional transmission approaches, such as frequency division multiplexing (FDM), which waste large portions of the channel bandwidth in order to separate and isolate the sub-carrier frequency spectra and thereby avoid inter-carrier interference (ICI). By contrast, although the frequency spectra of OFDM sub-carriers overlap significantly within the OFDM channel bandwidth, OFDM nonetheless allows resolution and recovery of the information that has been modulated onto each sub-carrier.

**[0003]** The transmission of data through a channel via OFDM signals provides several advantages over more conventional transmission techniques. One advantage is a tolerance to multipath delay spread. This tolerance is due to the relatively long symbol interval  $T_s$  compared to the typical time duration of the channel impulse response. These long symbol intervals prevent inter-symbol interference (ISI). Another advantage is a tolerance to frequency selective fading. By including redundancy in the OFDM signal, data encoded onto fading sub-carriers can be reconstructed from the data recovered from the other sub-carriers. Yet another advantage is efficient spectrum usage. Since OFDM sub-carriers are placed in very close proximity to one another without the need to leave unused frequency space between them, OFDM can efficiently fill a channel. A further advantage is simplified sub-channel equalization. OFDM shifts channel equalization from the time domain (as in single carrier transmission systems) to the frequency domain where a bank of simple one-tap equalizers can individually adjust for the phase and amplitude distortion of each sub-channel. Yet another advantage is good interference properties. It is possible to modify the OFDM spectrum to account for the distribution of power of an interfering signal. Also, it is possible to reduce out-of-band interference by avoiding the use of OFDM sub-carriers near the channel bandwidth edges.

**[0004]** Although OFDM exhibits these advantages, prior art implementations of OFDM also exhibit several difficulties and practical limitations. One difficulty is the issue of determining and correcting for carrier frequency offset, a major aspect of OFDM synchronization. Ideally, the receive carrier frequency,  $f_{cr}$ , should exactly match the transmit carrier frequency,  $f_{ct}$ . If this condition is not met, however, the mis-match contributes to a non-zero carrier frequency offset,  $\Delta f_c$ , in the received OFDM signal. OFDM signals are very susceptible to such car-

rier frequency offset which causes a loss of orthogonality between the OFDM sub-carriers and results in inter-carrier interference (ICI) and a severe increase in the bit error rate (BER) of the recovered data at the receiver. The present invention is directed to the correction of this problem.

**[0005]** An OFDM receiver corrects a carrier frequency offset by computing a phase difference between a predetermined sample of a training sequence or reference symbol and a local oscillator, and adjusting the frequency of the local oscillator to reduce the computed phase difference.

## BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

**[0006]** In the drawings:

FIG. 1 is a block diagram of a conventional OFDM receiver;

FIG. 2 illustrates a typical arrangement of OFDM symbols and their corresponding guard intervals within a data frame;

FIG. 3 is a block diagram of an exemplary local oscillator frequency correction system of the present invention;

FIG. 4 is a block diagram illustrating the present invention as integrated with the conventional OFDM receiver of FIG. 1;

FIG. 5 is a diagram of an exemplary training sequence in the frequency domain; and

FIG. 6 is a time domain representation of the training sequence of FIG. 5.

**[0007]** The characteristics and advantages of the present invention will become more apparent from the following description, given by way of example.

**[0008]** Referring to FIG. 1, the first element of a typical OFDM receiver 10 is an RF receiver 12. Many variations of RF receiver 12 exist and are well known in the art, but typically, RF receiver 12 includes an antenna 14, a low noise amplifier (LNA) 16, an RF bandpass filter 18, an automatic gain control (AGC) circuit 20, an RF mixer 22, an RF carrier frequency local oscillator 24, and an IF bandpass filter 26.

**[0009]** Through antenna 14, RF receiver 12 couples in the RF OFDM-modulated carrier after it passes through the channel. Then, by mixing it with a receiver carrier of frequency  $f_{cr}$  generated by RF local oscillator 24, RF receiver 12 downconverts the RF OFDM-modulated carrier to obtain a received IF OFDM signal. The frequency difference between the receiver carrier and the transmitter carrier contributes to the carrier frequency offset,  $\Delta f_c$ .

**[0010]** This received IF OFDM signal is coupled to mixer 28 and mixer 30 to be mixed with an in-phase IF signal and a  $90^\circ$  phase-shifted (quadrature) IF signal, respectively, to produce in-phase and quadrature OFDM signals, respectively. The in-phase IF signal that

feeds into mixer 28 is produced by an IF local oscillator 32. The 90° phase-shifted IF signal that feeds into mixer 30 is derived from the in-phase IF signal of IF local oscillator 32 by passing the in-phase IF signal through a 90° phase shifter 34 before providing it to mixer 30.

**[0011]** The in-phase and quadrature OFDM signals then pass into analog-to-digital converters (ADCs) 36 and 38, respectively, where they are digitized at a sampling rate  $f_{ck\_r}$  as determined by a clock circuit 40. ADCs 36 and 38 produce digital samples that form an in-phase and a quadrature discrete-time OFDM signal, respectively. The difference between the sampling rates of the receiver and that of the transmitter is the sampling rate offset,  $\Delta f_{ck} = f_{ck\_r} - f_{ck\_t}$ .

**[0012]** The unfiltered in-phase and quadrature discrete-time OFDM signals from ADCs 36 and 38 then pass through digital low-pass filters 42 and 44, respectively. The output of lowpass digital filters 42 and 44 are filtered in-phase and quadrature samples, respectively, of the received OFDM signal. In this way, the received OFDM signal is converted into in-phase ( $q_i$ ) and quadrature ( $p_i$ ) samples that represent the real and imaginary-valued components, respectively, of the complex-valued OFDM signal,  $r_i = q_i + jp_i$ . These in-phase and quadrature (real-valued and imaginary-valued) samples of the received OFDM signal are then delivered to DSP 46. Note that in some conventional implementations of receiver 10, the analog-to-digital conversion is done before the IF mixing process. In such an implementation, the mixing process involves the use of digital mixers and a digital frequency synthesizer. Also note that in many conventional implementations of receiver 10, the digital-to-analog conversion is performed after the filtering.

**[0013]** DSP 46 performs a variety of operations on the in-phase and quadrature samples of the received OFDM signal. These operations may include: a) synchronizing receiver 10 to the timing of the symbols and data frames within the received OFDM signal, b) removing the cyclic prefixes from the received OFDM signal, c) computing the discrete Fourier transform (DFT) or preferably the fast Fourier transform (FFT) of the received OFDM signal in order to recover the sequences of frequency-domain sub-symbols that were used to modulate the sub-carriers during each OFDM symbol interval, d) performing any required channel equalization on the sub-carriers, and e) computing a sequence of frequency-domain sub-symbols,  $y_k$ , from each symbol of the OFDM signal by demodulating the sub-carriers of the OFDM signal by means of the FFT calculation. DSP 46 then delivers these sequences of sub-symbols to a decoder 48.

**[0014]** Decoder 48 recovers the transmitted data bits from the sequences of frequency-domain sub-symbols that are delivered to it from DSP 46. This recovery is performed by decoding the frequency-domain sub-symbols to obtain a stream of data bits which should ideally match the stream of data bits that were fed into the OFDM transmitter. This decoding process can include

soft Viterbi decoding and/or Reed-Solomon decoding, for example, to recover the data from the block and/or convolutionally encoded sub-symbols.

**[0015]** In a typical OFDM data transmission system such as one for implementing digital television or a wireless local area network (WLAN), data is transmitted in the OFDM signal in groups of symbols known as data frames. This concept is shown in FIG. 2 where a data frame 50 includes M consecutive symbols 52a, 52b, ..., 52M, each of which includes a guard interval,  $T_g$ , as well as the OFDM symbol interval,  $T_s$ . Therefore, each symbol has a total duration of  $T_g + T_s$  seconds. Depending on the application, data frames can be transmitted continuously, such as in the broadcast of digital TV, or data frames can be transmitted at random times in bursts, such as in the implementation of a WLAN.

**[0016]** Referring now to FIG. 3, an exemplary embodiment of the present invention is shown. Although the present invention is illustrated as being distinct from the elements of OFDM receiver of FIG. 1, one skilled in the art will readily devise that the present invention may be integrated with the elements of the OFDM receiver, as shown in FIG. 4 and discussed below. However, the present invention is illustrated as a distinct local oscillator frequency correction loop for clarity, ease of reference, and to facilitate an understanding of the present invention.

**[0017]** The present invention operates in a receiver that conforms to the proposed ETSI-BRAN HIPERLAN/2 (Europe) and IEEE 802.11a (USA) wireless LAN standards, herein incorporated by reference. However, it is considered within the skill of one skilled in the art to implement the teachings of the present invention in other OFDM systems.

**[0018]** The above-identified wireless LAN standards propose the use of a training sequence for detection of OFDM transmissions. Briefly, the training sequence (e.g., training sequence A or B) includes a series of short OFDM training symbols (having known amplitudes and phases) that are transmitted over a predetermined number of pilot sub-carriers or bins (e.g., 12 pilot sub-carriers). All the other sub-carriers (e.g., 52 sub-carriers) remain at zero during the transmission of the training sequence. Although use of the training sequence of the above-identified LAN standards is discussed below, use of alternative training sequences and symbols is considered within the scope of the invention as defined by the appended claims. Frequency domain and time domain representations of an exemplary training sequence are shown in FIGS. 5 and 6.

**[0019]** Referring now to FIG. 3, an oscillator frequency correction network or system 60 is shown. It should be noted that system 60 may be embodied in software, hardware, or some combination thereof. System 60 includes a derotator or complex multiplier 66 that receives a sampled OFDM signal via a sample selection loop 62 and a phase lock loop 64. As discussed above, the sampled OFDM signal contains in-phase ( $q_i$ ) and quadrature

(pi) samples that represent the real and imaginary-valued components, respectively, of the complex-valued OFDM signal,  $r_i = q_i + jp_i$ . Ideally, derotator 66 multiplies the sampled or digitized OFDM signal with a local signal (i.e., carrier signal) generated by a numerically controlled local oscillator 80 to bring the digitized OFDM signal down to baseband. However, the derotator output may not be exactly at baseband. One reason for this discrepancy is that the frequency of local oscillator 80 may not match the transmitter oscillator frequency. Thus, there may be a local oscillator frequency offset (i.e., carrier frequency offset) with respect to the transmitter oscillator frequency. The present invention is directed to compensating for the local oscillator frequency offset through the operation of sample selection loop 62 and phase lock loop 64.

**[0020]** Sample selection loop 62 includes a correlator module 68, a peak detector module 70, and a sample selector module 72. More specifically, correlator module 68 is coupled to a source of a sampled OFDM signal and an input of peak detector module 70. An output of peak detector module 70 is coupled to an input of sample selector module 72 which, in turn, is coupled to the source of a sampled OFDM signal and to inputs of derotator 66 and phase locked loop 64.

**[0021]** Phase locked loop 64 includes a phase detector module 74, a loop filter 76, and a numerically controlled oscillator 80. More specifically, phase detector module 74 is coupled to an output of sample selector module 72 and an output of a numerically controlled oscillator 80 as well as an input of a loop filter module 76. Loop filter module 76 is coupled to an input of numerically controlled oscillator 80 which, in turn, is coupled to an input of derotator 66 and fed back to an input of phase detector 74.

**[0022]** In operation, sample selection loop 62 extracts the location of a training symbol in the received OFDM signal and delays the OFDM signal in order for the phase locked loop 64 to analyze the phase of a sample that is located at a predetermined location within the training symbol. More specifically, correlator module 68 correlates the received digitized OFDM signal with time-domain samples of a known training sequence (e.g., training sequence B of the abovementioned wireless LAN standards) stored in a local memory. A maximum correlation will occur when the stored training sequence matches up with a training sequence contained in the digitized signal. Thus, a peak in the power of the correlation output may be utilized to determine when the received signal coincides with the stored training sequence.

**[0023]** Peak detector module 70 searches the correlation sequence received from correlator module 68 for a peak in the power of the correlation sequence. The output of correlator module 68 is a complex signal since the inputs (i.e., the stored training sequence and the digitized signal) are complex. Peak detector module 70 may compute the power or magnitude of each sample

of the correlated signal in one of two ways in accordance with the design of a particular OFDM receiver. First, peak detector module 70 may compute the squared magnitude (i.e., the power) of each complex sample of the correlated signal to generate a real number indicating the power of the correlated signal. Second, peak detection module 70 may obtain the magnitude (as opposed to the squared magnitude) of each complex sample of the correlated signal. Afterwards, peak detector module 70 searches the correlation power sequence to identify the sample having the largest power or magnitude value. Once the largest value has been identified, peak detector module 70 outputs the index of the peak location to sample selector module 72. The index is used by system 60 as a reference point. Within the training sequence certain samples are known to have the same phase as local oscillator 80 if there is not a local oscillator frequency offset present. However, if a frequency offset is present the samples will have a phase offset with respect to the phase of the signal generated by local oscillator 80. The phase offset can be used by the phase locked loop 64 of system 60 to generate a frequency error signal to adjust the frequency of local oscillator 80 such that the local oscillator frequency offset converges towards zero.

**[0024]** Sample selection module 72 receives the index of the peak location from peak detector module 70 and uses the index to delay the received digitized OFDM signal such that predetermined samples, within the training sequence carried by the digitized signal, can be analyzed by the phase detector module 74 of phase locked loop 64, as described in further detail below. The predetermined samples are known to be located a fixed distance or time period from the correlation peak and, absent a local oscillator frequency offset, have the same phase as local oscillator 74. The predetermined OFDM samples and the phase of the local oscillator are selected in accordance with the design of a particular OFDM receiver. Sample selection module 72 may include a tap delay line and FIFO buffer arrangement or any similar selective delay arrangement as known by those skilled in the art.

**[0025]** Phase detector module 74 tracks the passage of the digitized OFDM signal output by sample selector module 72 and analyzes predetermined samples after the passage of a number of samples. For example, phase detector module 74 may include a counter that counts the number of samples output from sample selector module 72 and triggers the phase detector module 74 to capture a sample after reaching a predetermined count. The time period between triggers is known and utilized by sample selector 72 to delay the digitized OFDM signal such that phase detector module 74 acquires the predetermined samples of the training sequence. Once a sample is selected, phase detector module 74 computes the phase of the sample and the phase the signal generated by local numerically controlled oscillator 80. Afterwards, phase detector module 74

generates a phase offset error by calculating the difference in phase between the selected sample and the signal generated by the local oscillator 74. The phase offset error is provided to a filter 76 that generates a local oscillator frequency error. The local oscillator frequency error, in turn, is provided to local oscillator 80 to adjust the frequency of local oscillator 80 such that the local oscillator frequency offset (i.e., carrier frequency offset) converges towards zero and the derotated signal output from derotator 66 approaches baseband. The phase offset error is preferably held constant by phase lock loop 64 after the counter within phase detector module 74 resets and is counting towards the predetermined trigger value.

**[0026]** It should be noted that derotator 66 may further adjust (via internal filters or the like) the received phase error offset to more precisely derotate the digitized signal from passband to baseband.

**[0027]** Referring now to FIG. 4, the present invention is integrated with the conventional OFDM receiver of FIG. 3 as shown. More specifically, system 60 is coupled to the outputs of LPFs 42 and 44 and to the inputs of DSP 46. With this arrangement, system 60 receives OFDM samples from LPFs 42 and 44, corrects any detected carrier frequency offset, and outputs the corrected OFDM samples to DSP 46 for further processing.

**[0028]** While the present invention has been described with reference to the preferred embodiments, it is apparent that that various changes may be made in the embodiments without departing from the spirit and the scope of the invention, as defined by the appended claims.

## Claims

1. A method of correcting a carrier frequency offset in an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) receiver in the time-domain, the method characterized by the steps of:

receiving an OFDM signal having a reference symbol;  
 correlating the OFDM signal with a stored copy of the reference symbol;  
 outputting an index of a correlation peak;  
 sampling the OFDM signal at a predetermined distance from the index of the correlation peak to produce a reference sample;  
 computing a phase difference between the reference sample and a locally generated carrier frequency; and  
 generating a carrier frequency offset error in response to the computed phase difference.

2. The method of claim 1, further characterized by the steps of:

adjusting the locally generated carrier frequency to correct the carrier frequency offset error; and  
 derotating the received OFDM signal from passband to baseband using the locally generated carrier frequency.

3. The method of claim 1, characterized in that the step of correlating includes the steps of:

outputting a sequence of correlation samples representing the correlation of the stored reference symbol with the OFDM signal;  
 determining the power of each correlation sample in the sequence; and  
 determining the index of the correlation peak by locating a correlation sample in the sequence having a maximum power value.

4. The method of claim 3, characterized in that the step of determining the power of each correlation sample includes the step of computing a squared magnitude of each correlation sample.

5. The method of claim 3, characterized in that the step of determining the power of each correlation sample includes the step of obtaining a magnitude of each correlation sample.

6. The method of claim 1, characterized in that the step of generating a carrier frequency offset error includes the step of passing the computed phase difference through a loop filter.

7. An Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) receiver for receiving an OFDM signal having a training symbol, the OFDM receiver characterized by:

an analog to digital converter (ADC) that converts a received OFDM signal into a plurality of digital samples, the plurality of digital samples including a plurality of training symbol samples;  
 an oscillator that generates a digital signal;  
 a derotator coupled to the oscillator, the derotator mixing the digital OFDM samples with the digital signal such that the digital OFDM samples are downconverted from passband to baseband; and  
 an error module coupled to the ADC, the oscillator, and the derotator, the error module passing the plurality of digital samples from the ADC to the derotator, the error module deriving a phase difference between a predetermined training symbol sample and the digital signal generated by the oscillator, the error module adjusting a frequency of the oscillator to reduce the derived phase difference.

8. The OFDM receiver of claim 7, characterized in that the error module comprises:

a sample selection unit coupled to the ADC and the derotator, the sample selection unit selectively delaying the digital samples output from the ADC to the derotator for a predetermined time; and

a phase detection unit coupled to the sample selection unit and the oscillator, the phase detection unit acquiring the predetermined training symbol sample from the delayed digital samples, calculating the phase difference between the predetermined training symbol sample and the digital signal of the oscillator, and generating a control signal for adjusting the frequency of the oscillator to reduce the calculated phase difference.

9. The OFDM receiver of claim 8, characterized in that the predetermined time is selectively set by the sample selection unit such that the phase detection unit acquires the predetermined training symbol sample.

10. The OFDM receiver of claim 8, characterized in that the sample selection unit comprises:

a correlator coupled to the ADC, the correlator correlating the digital samples output from the ADC with a stored copy of the training symbol to generate a plurality of correlation samples; a correlation peak detector coupled to correlator, the correlation peak detector outputting an index of a correlation peak in response to the detection of a correlation peak in the plurality of correlation samples; and sample selector coupled to the ADC, the correlation peak detector, and the phase detection unit, the sample selector selectively delaying the digital samples output from the ADC for the predetermined time in response to reception of the index of the correlation peak from the correlation peak detector.

11. The OFDM receiver of claim 10, characterized in that the correlation peak detector calculates a correlation power for each correlation sample and detects the correlation peak by detecting a maximum power value in the plurality of correlation samples.

12. The OFDM receiver of claim 11, characterized in that the correlation power is a squared magnitude of each correlation.

13. The OFDM receiver of claim 11, characterized in that the correlation power is a magnitude of each correlation.

14. The OFDM receiver of claim 7, characterized in that the predetermined training symbol sample is in phase with digital signal generated by the oscillator when the oscillator is synchronized with a carrier frequency of the OFDM signal.

15. An apparatus for synchronizing a local oscillator frequency of an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) receiver with a carrier frequency generated by an OFDM transmitter, the apparatus characterized by:

means for receiving an OFDM signal transmitted at a carrier frequency;

means for extracting a reference point from the OFDM signal;

means for sampling the OFDM signal a predetermined distance from the reference point;

means for calculating a phase difference between the sample and the local oscillator frequency; and

means for synchronizing the local oscillator frequency with the carrier frequency of the OFDM signal by adjusting the local oscillator frequency such that the phase difference is reduced.

16. The apparatus of claim 15, characterized in that the apparatus is incorporated into a receiver that operates in a wireless LAN.

17. The apparatus of claim 15, characterized in that the means for extracting comprises:

means for correlating the OFDM signal with a stored copy of a reference symbol to generate a plurality of correlation samples; and means for detecting a location of a correlation peak in the plurality of correlation samples; and means for setting the location of the correlation peak as the reference point.

18. The apparatus of claim 17, characterized in that the means for detecting comprises:

means for determining the power of each correlation sample in the plurality of correlation samples; and

means for determining the location of the correlation peak by locating a correlation sample in the sequence having a maximum power value.

19. The apparatus of claim 18, characterized in that the means for determining the power of each correlation sample includes at least one of a means for computing a squared magnitude of each correlation sample and a means for obtaining a magnitude of each correlation sample.



20. The apparatus of claim 15, characterized in that the predetermined distance is set such that at least one reference symbol within the OFDM signal is sampled, the reference symbol sample being in phase with the oscillator frequency when the oscillator is  
5  
synchronized with the carrier frequency.

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

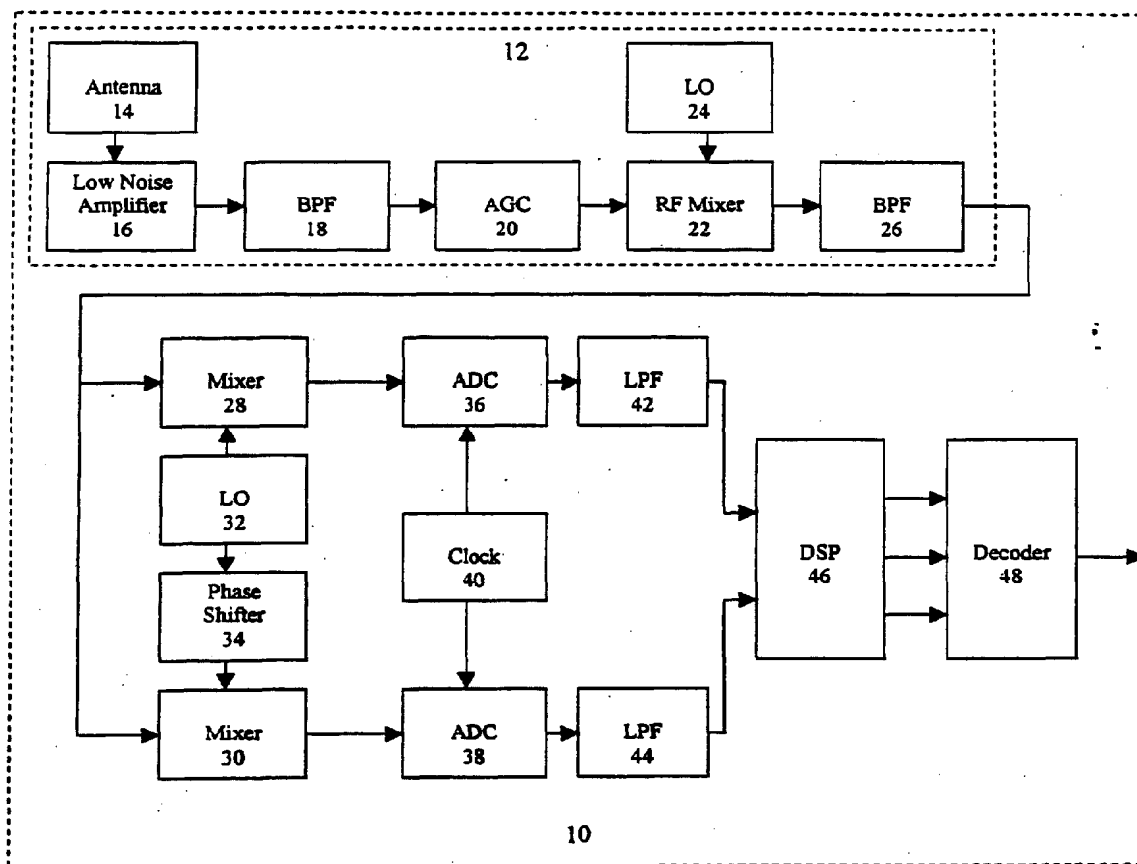


FIG. 1

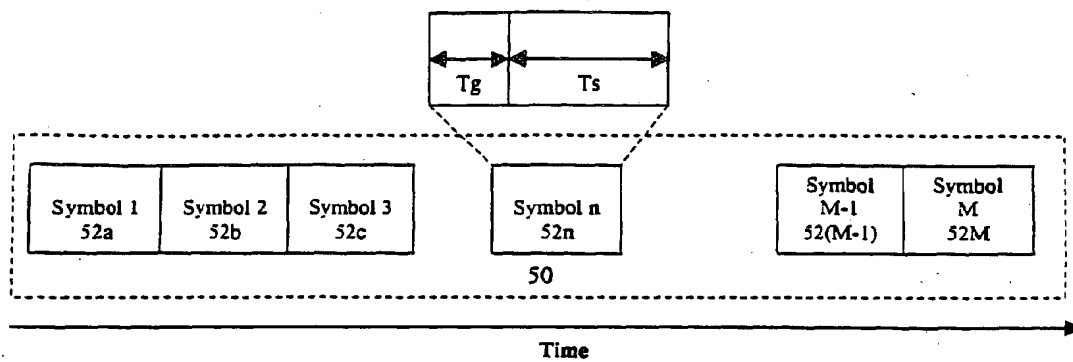


FIG. 2

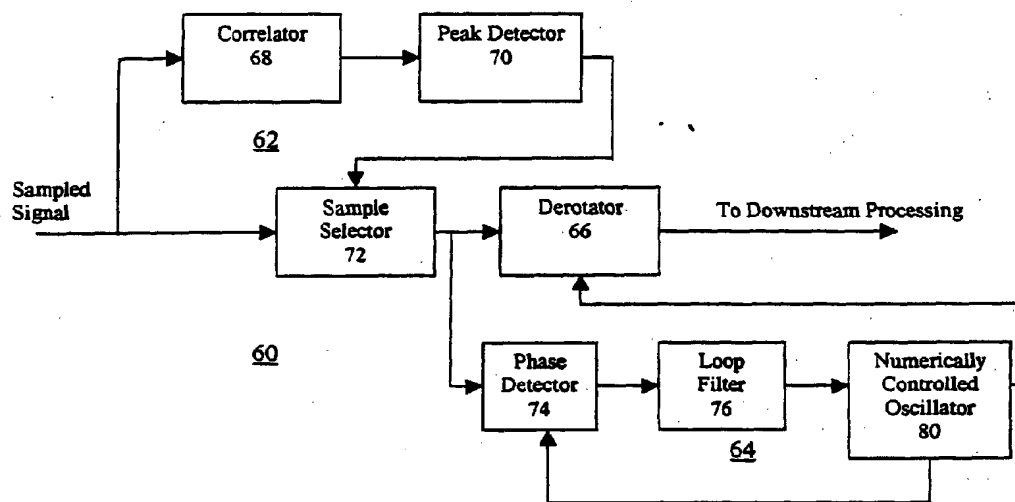


FIG. 3

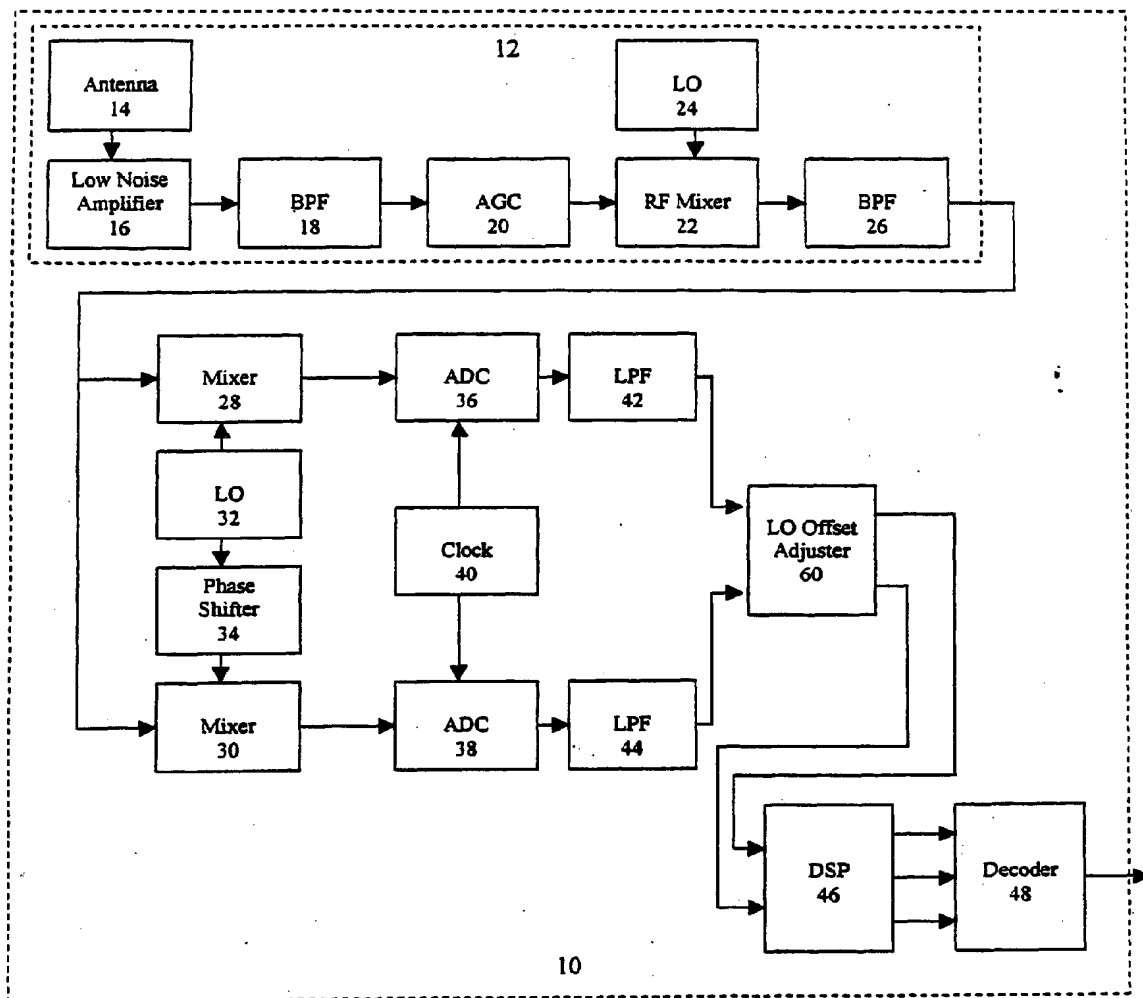
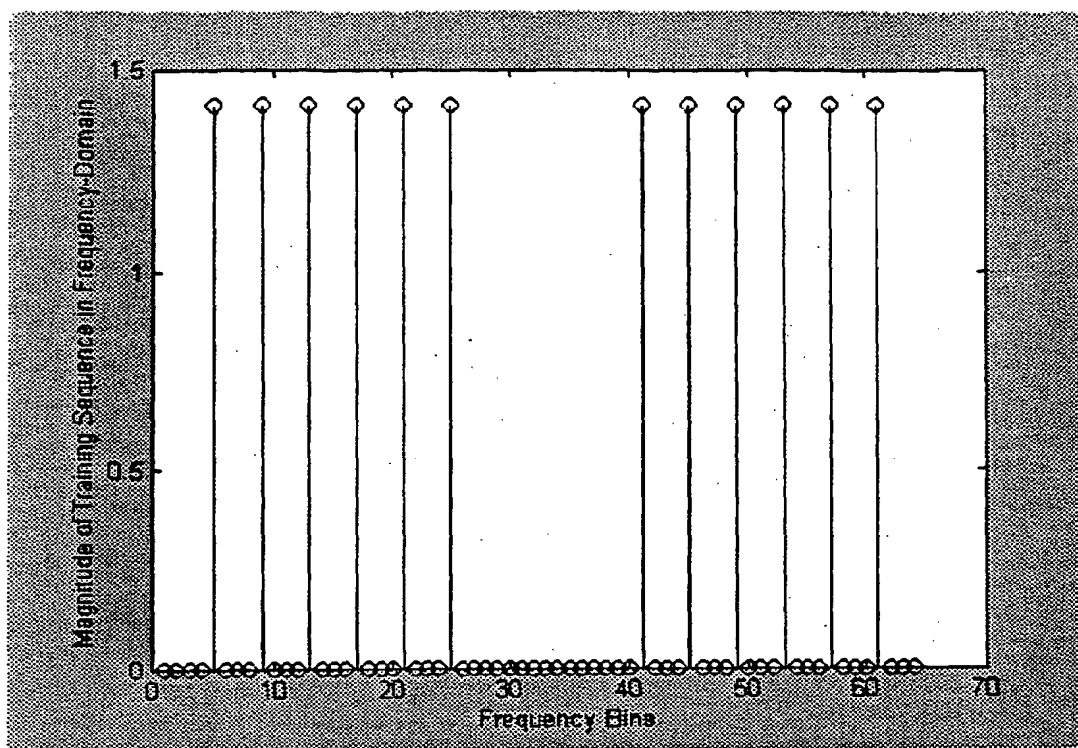
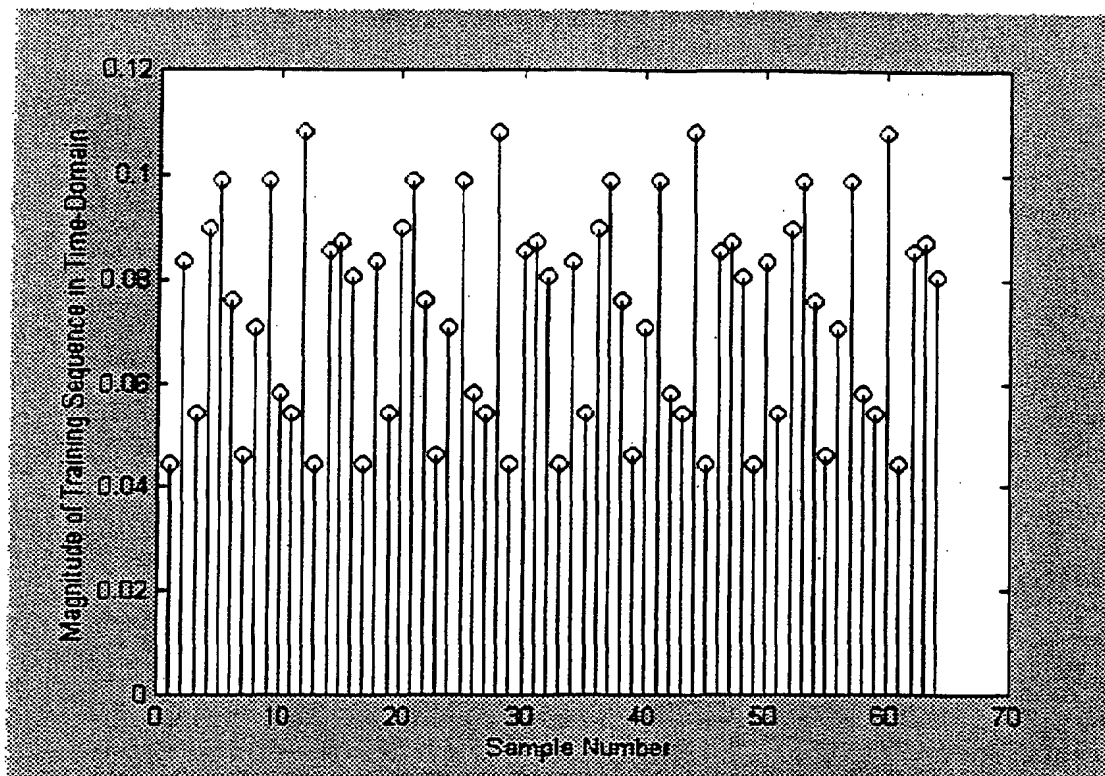


FIG. 4



**FIG. 5**

**FIG. 6**



(12)

EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43) Date of publication:  
26.09.2001 Bulletin 2001/39

(51) Int Cl.7: H04L 1/18, H04L 1/00

(21) Application number: 00105836.1

(22) Date of filing: 20.03.2000

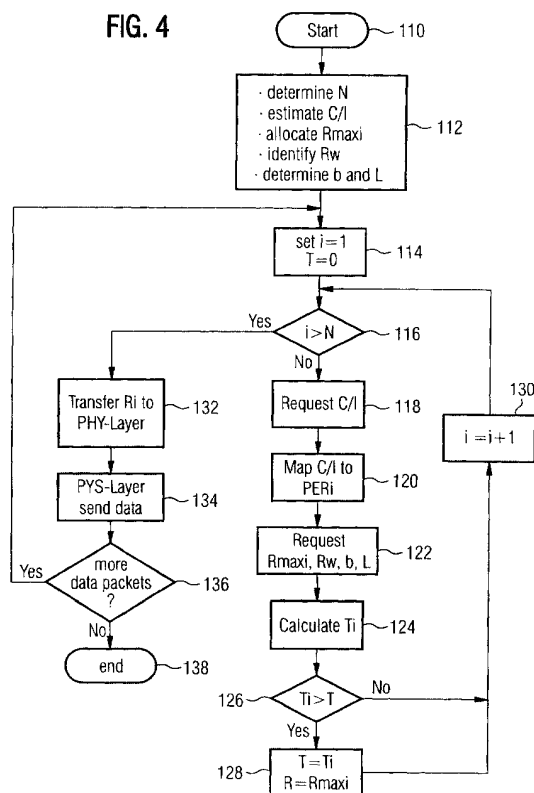
(84) Designated Contracting States:  
AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU  
MC NL PT SE  
Designated Extension States:  
AL LT LV MK RO SI  
(71) Applicant: TELEFONAKTIEBOLAGET LM  
ERICSSON  
126 25 Stockholm (SE)

(72) Inventor: Hui, Li  
90489 Nürnberg (DE)  
(74) Representative: Mohsler, Gabriele  
Ericsson Eurolab Deutschland GmbH,  
Research Department,  
Ericsson Allee 1  
52134 Herzogenrath (DE)

(54) ARQ parameter negotiation in a data packet transmission system using link adaptation

(57) A method for transmitting data packets between a transmitter and a receiver unit in a communication system is described. For transmitting data packets a transmission mode is selected from a plurality of available transmission modes and an automatic repeat request for retransmission is used. Therefore for each available transmission mode a channel parameter based on link quality is calculated and a transmission capacity parameter is determined. The state of the automatic repeat request control window for at least one transceiver is identified. For each available transmission mode an estimation of the user quality value based on the channel parameter, the transmission capacity parameter and the state of the automatic repeat request control window from at least one transceiver is estimated. The transmission mode that provides the best user quality value is selected.

FIG. 4



## Description

[0001] The present invention relates to a communication system, which transmits data packets. In particular data packets are transmitted with a transmission mode selected from a plurality of available transmission modes in that communication system.

[0002] In communication systems, data packets are transmitted over a physical link between different transceivers. Such a structure, as for example standardized by the International Standard Organization (ISO), is the reference model of open data interconnections (OSI) [Bertsekas, Dimitri P.: "Data Networks", 2<sup>nd</sup> ed., Prentice Hall, 1992]. Each transceiver, for transmitting as well as for receiving data packets, is characterized as having several layers, whereas the both lowest layers are the Data-Link-Control-Layer (DLC-Layer or Layer 2 or Convergence Layer) and the Physical-Interface-Layer (PHY-Layer or Layer 1). The Physical-Interface-Layer is the lowest one and provides data packet transmission between the different transceivers over the physical link.

[0003] In existing communication systems, different techniques may be employed to transmit data packets between transceivers over the physical link. It is a widely used method to allocate several transmission time periods of a transmission frame to several transceivers. In contrary to wired communication systems, in the wireless communication systems, as for example an EDGE systems, the reliability of data transmission strongly depends on the radio link quality on the physical link. For example burst disturbance in radio link caused by co-channel interference and multi-path fading introduces a drastic variation of the link quality.

[0004] As it is known from WO9913304 a selection method for all available transmission modes is described, where a transmission mode is defined as a combination of a coding rate and a modulation scheme. Each combination of a modulation and coding schemes is based on using measured link quality parameters to determine which combination provides the best user quality. Based on Eq.1 it is possible to estimate how a change of modulation or channel coding scheme would effect the user quality, as for example the data throughput  $S_i$ . Base on this estimation a transmission mode can be selected that provides the best user quality.

$$S_i = R_i * (1 - BLER_i) \quad \text{Eq.1}$$

[0005] For each transmission mode  $i$ , the maximum data rate  $R_i$  and the data block error rate  $BLER_i$  are given. Based on this assumption the maximal throughput  $T_i$  can be calculated with equation Eq.1 for each transmission mode  $i$ . The throughput for all available transmission modes in the system then will be compared. The mode with the maximal throughput is selected as the suitable transmission mode for transmitting the data blocks.

[0006] As it is known in wireless communication systems, for example shown in Table 1 [Jamshid Khun-Jush: "Structure and Performance of the HIPERLAN/2 Physical Layer", Procedures VTC'99 FALL, 1999] a coding rate and a modulation scheme is allocated for the wireless data transmission over the physical link in the PHY-Layer of a transmitting transceiver. To decrease the influence of link quality variations on the data transmission, or more detailed onto the link throughput, in today existing wireless communication systems (e.g. HIPERLAN type 2, IS-136 and EDGE), the Physical Layer uses various transmission modes. Such a selection of various transmission modes is often called an adaptation scheme. For example, based on link quality measurements, e.g. the carrier to interference (C/I) ratio, a transmission mode is selected from a list of transmission modes available in that communication system. As a result the link throughput can be maximized, when a combination is selected as a function of the radio link quality.

Table 1

Transmission mode	Modulation scheme	Coding rate	Physical layer bit rate
1	BPSK	$\frac{1}{2}$	6 Mbps
2	BPSK	$\frac{3}{4}$	9 Mbps
3	QPSK	$\frac{1}{2}$	12 Mbps
4	QPSK	$\frac{3}{4}$	18 Mbps
5	16QAM	$\frac{9}{16}$	27 Mbps
6	16QAM	$\frac{3}{4}$	36 Mbps
7	64QAM	$\frac{3}{4}$	54 Mbps

[0007] For error sensitive services in data transmission systems all transmitted data packets, further also often named as protocol data units (PDU's), have to be correctly received by the receiver. Therefore erroneous transmitted data



packets have to be detected and retransmitted by the transmitter again. To detect the erroneous transmitted data packets, binary Cyclic-Redundancy-Check (CRC) codes are increasingly in use. Based on the CRC code result, the receiver notifies the transmitter with an Automatic-Repeat-Request (ARQ) feedback acknowledgment whether the transmitted PDU's have been successfully received or not. The erroneous ones are then retransmitted. In general, three basic retransmission mechanisms, Stop-and-Wait ARQ, Go-back-N (GbN-) ARQ and Selective Repeat (SR-) ARQ, are considered in most data transmission systems. In the case of using SR-ARQ, the PDU's are transmitted continuously. The transmitter re-transmits only those PDU's, which are detected as to be erroneous. Since ordinarily PDU's must be delivered to the user in a correct order, a buffer is provided at the receiving transceiver, to store the error free received PDU's and the number of detected erroneous PDU's. When the first negatively acknowledged PDU is successfully received, the receiver then releases the error-free received PDU's in a consecutive order until the next erroneously received PDU is encountered. In the transmitter the buffer must be provided to store these PDU's which are transmitted until receiving positive acknowledgements. The buffers in the transmitter and receiver are further referred as ARQ-control-window for the transmitter and receiver, respectively.

[0008] But in today existing communication systems for transmitting data packets, the ARQ mechanism operates on the DLC layer in a transceiver. This ARQ mechanism is constrained with a limited ARQ control window, due to a limit of processing power, a limit of memory size and a lower protocol overhead. Therefore the transmitter can only send so many PDU's that the ARQ window allows. When the link quality of the physical link is very low, which also results in erroneous transmitted data packets, a lot of PDU's has to be retransmitted. In consequence the buffer of the ARQ control window in the transmitting transceiver could become blocked and the throughput is reduced. In this case the maximal data rate provided by a transmission mode can not be utilized. Therefore equation Eq.1 is not suitable to optimize the data throughput of radio links, Eq.1 shows only what could be achievable in ideal systems.

[0009] It is therefore an object of the invention to provide a method that overcomes the problem and thereupon increasing the user quality value of a real communication system.

[0010] This is achieved by teaching of claim 1.

[0011] According to claim 3 and 4 it is advantageous to determine the transmission capacity parameter at least by the maximum data rate  $R_{\max i}$  provided in each available transmission mode.

[0012] According to claim 5 or claim 6 the state of the automatic repeat request control window is determined by the parameters of the automatic repeat request control window from at least the transmitting transceiver or the receiving transceiver to estimate the throughput of a real system, which especially leads to an optimized overall throughput.

[0013] According to claim 7 and claim 8 it is useful to describe the quality value by the user data throughput. The user data throughput then bases on the protocol data unit error rate, the maximal data rate, the transmission capacity and the state of the automatic repeat request control window from at least one transceiver.

[0014] Further it is advantageous according to claim 9 to use the method for a radio packet data system, where the reliability of data transmission strongly depends on the radio link quality on the physical link, e.g. through the influence of co-channel interference and multi-path fading in the radio link.

[0015] In the following the invention will be further described according to the figures and by means of examples. The following figures show:

- Fig.1a: block diagram of a communication system for data transmission with two transceivers;
- Fig.1b: reference model of a communication system for data transmission with two transceivers;
- Fig.2: transmission capacity reserved for the transmitter within a transmission frame.
- Fig.3a-c: diagrams of the performance of user quality values under different preconditions;
- Fig.4: flow chart of a transmission mode selection method for data packet transmission;
- Fig.5a: automatic-repeat-request window for a transmitter unit;
- Fig.5b: automatic-repeat-request window for a receiver unit.

[0016] Fig.1a shows schematic a block diagram with two transceivers 1, 2 within a communication system. Both transceivers include a memory part 1a and 2a for storing parameters, a controlling part 1d and 2d, and a receiver part 1b, 2b and a transmitter part 1c, 2c for a radio communication via an air interface 3. As an alternative, Fig.1b shows a part from the above mention OSI reference model of the same communication system as shown in Fig.1a with these two transceivers 1 and 2, usable for transmitting and receiving data packets via the air interface which is named as the physical link 3 in the context of this reference model. Based on Fig.1b, the invention will be further described, where a user1 uses the transceiver 1 as a transmitter and a user2 uses the transceiver 2 as a receiver. The transmitter 1 includes a DLC-Layer 12 for transforming data from a higher Layer m into protocol data units PDU for the transmission. The DLC-Layer 12 includes an ARQ-control-window for a feedback acknowledgment to control the correct transmission of the PDU's. The PHY-Layer 13 provides different coding and modulation schemes for the transmission of the data packets over the wireless physical link 3. The data packets are transmitted over the physical link 3 in transmission frames L, as shown in Fig.2. Each transmission frame L includes several consecutive data packets  $PDU_1$ - $PDU_N$  within

a time slot 1.

**[0017]** The physical layer 13 provides different coding and modulation schemes to overcome the above described problem causes from the variations of link quality. A method for selecting one transmission mode out of a group of available transmission modes is provided at least in one of the transceivers 1 and 2. Together with the link quality parameter from the physical link 3 the user quality for each transmission mode can be estimated.

**[0018]** Fig.5a and Fig.5b show the automatic-repeat-request-control-windows for the transmitter 1 and the receiver 2, which have in contrary to assumptions in the prior art a limited size. The negotiated maximum ARQ-control-window sizes in the transmitter 1 and receiver 2 are defined as  $TxW_{max}$  and  $RxW_{max}$  respectively. For both ARQ-control-windows, an upper border  $TxToW$  and  $RxToW$  and a lower border  $TxBoW$  and  $RxBoW$  are determined. The upper borders are determined through the sequence numbers of the latest transmitted and correctly received data packets PDU  $t+n$  and PDU  $r+m$ . The lower borders are determined through the sequence numbers of the oldest not acknowledged and not correctly received data packets PDU  $t$  and PDU  $r$ .

**[0019]** As will be mentioned again the existing state of the art solutions estimates the throughput only on the base of the maximum data rate and the data block error rate. Therefore it could be assumed that limitations of a ARQ control windows, which normally occurs in real systems are not regarded. The overall throughput in a real system is lower as in the idealized system, due to transmission overheads and limited ARQ-control-windows. In Fig.3a the performance of a real system is shown in comparison to that one of assuming ideal conditions. The solid line shows for the transmission modes Mode 3 to Mode 7 the ideal performance of the overall throughput under the conditions of unlimited ARQ windows, whereas the dashed lines show, for the same transmission modes Mode 3 to Mode 7, the real performance of the throughput by regarding the limited ARQ-window. Wherein the dashed lines in Fig.3a shows the complete throughput for all transmission modes, the solid line is the sum of parts of the throughput for different transmission modes, named as the overall throughput. As a function of the carrier to interference ratio  $C/I$  one of the transmission modes Mode3 to Mode 7 is selected, depending from which mode a higher throughput can be achieved. Point a to d represents the equivalent  $C/I$ -values, where a transmission mode has to change under ideal conditions, whereas point a' to d' are the real points for changing between different modes. In that regard a performance loss in the overall throughput causes in the real system, as shown in Fig. 3b occurs, if the selection of the physical transmission mode is performed in terms of the idealized throughput curve. For example, the idealized curve shows that the transmission mode has to be changed from transmission mode Mode 6 to Mode 7 at point d, when the  $C/I$ -ratio is larger than 20 dB. But the real curve shows that the mode 7 is recommended at point d', if  $C/I$  is larger than 24 dB. Thus the system prepares a reversal at 20dB which results in a reduction of throughput from point x' to x'' at the 20dB point. In total a throughput loss in the real system is caused for  $C/I$  values between 20 dB and 24 dB, as can be seen in Fig. 3b. There the best achievable throughput is following the dashed line from point x' to d', whereas the state of the art solution following the solid line from point x' to point d' via the point x''. In Fig.3b it is obviously that a reduction of the overall throughput also occur after the points a-c.

**[0020]** The preferred method for a selection of a transmission mode, out of all available transmission modes, will be further described in more detail by explanation of the flow chart in Fig.4. The selection of a transmission mode can be done either in the transmitter 1 or the receiver 2. When the selection is performed in the receiver, the selected mode should be transmitted to the transmitter, which then uses the selected mode for transmission the data packets. After starting the process with step 110, in a first step 112 several preconditions have to be set. The total number  $N$  of all available transmission modes in that communication system is determined and to each of them a transmission parameter  $R_{maxi}$  and an estimated link quality parameter  $C/I$  are allocated. Also the transmission time  $b$  reserved for the transmitter and the duration  $L$  of the transmission frames is determined. Further the state of the ARQ-control-window from at least one transceiver is identified. Thereafter, in step 114, the flow parameter  $i$  for the following loop is set to  $i=1$  and the value for the throughput to  $T=0$ . In the decision box 116 that value  $i$  has to be compared with the above determined  $N$ . If  $i < N$  the following loop 116 - 130 is running. Therefore in the first step 118 of the loop, the  $C/I$  is requested from the memory 112 and then 120 mapped to PDU error rate for the transmission mode  $i$ . Then, in step 122, the transmission parameter  $R_{maxi}$ , the reserved transmission time  $b$ , the duration of the transmission frame  $L$  and the state of the ARQ-control-window  $R_w$  is read from the corresponding memories 112. As a result of the next step 124 the user quality value is estimated, e.g. the throughput is estimated under the premise of equation Eq.2, which will be later described in more detail. In the next two steps 126 and 128 there is an update of the throughput  $T$  to  $T_i$ , and the transmission parameter  $R$  is updated to  $R_{maxi}$ , if the throughput  $T_i$  for the actual transmission mode  $i$  is higher than any former  $T$ . Then  $i$  is countered by  $i+1$  and the loop works again for the next available transmission mode, until  $i$  is larger than  $N$ . If the condition  $i > N$  is fulfilled, in step 132 the parameter list for  $T$  and  $R$  is read from the memory and delivered to the physical layer of the transmitting transceiver 1. The physical layer then choose the transmission mode, which has the maximum data rate  $R$  and uses it for the data transmissions in the next transmission frame 134. Finally the process can be restarted for sending further data packets 138 and for example after a predetermined delay time or after detecting that the parameters used in equation 2 have been significantly changed. Else where the process is finished 138.

[0021] The main step 124 of the preferred method for selecting a transmission mode is now described in more detail. In this selection method the data throughput of each transmission mode  $i$  is calculated based on equation Eq.2:

$$T_i = \text{Min}\{ R_w, R_{\max,i} * 1/L \} * (1-\text{PER}_i) \quad \text{Eq.2}$$

[0022] Where  $T_i$  is the data throughput for the transmission mode  $i$  and  $\text{PER}_i$  is the PDU error rate for the transmission mode  $i$  at the considered radio link quality.  $R_{\max,i}$  means the maximal data rate of the physical transmission mode  $i$ , and  $R_w$  represents the state of the ARQ window either in the receiver or in the transmitter unit, promised on the DLC layer. 1 the transmission time reserved for a transceiver for transmitting data packets within a transmission frame length  $L$ . The value of  $R_{\max,i} * 1/L$  represents the transmission capacity for a transmission mode  $i$ .

[0023] It is the advantageous feature of the invention to follow the state of the ARQ-control-window either in the receiver or the transmitter by estimation the term  $\text{Min}\{ R_w, R_{\max,i} * 1/L \}$  in Eq.2, where the maximal data rate promised  $R_w$  on the DLC layer must be estimated based on ARQ-control-window fullness and ARQ acknowledgements.

[0024] The estimation of the state of the automatic-repeat-request-control-window leads to the achievable data rate  $R_w$  as will be now described for the two alternative preferred embodiments.

[0025] In the first embodiment the state of the ARQ-control-window in the transmitter 1 will be gathered to determine the maximum data rate of the DLC-Layer 12. On the DLC-Layer of the transmitter 1 data packets from higher layers  $m$  must be reconstructed to Protocol Data Units (PDU) with sequence numbers  $t$  before transmission. The ARQ-control-window in the transmitter is normally used to control PDU retransmissions. The ARQ-control-window size  $\text{TxWmax}$  is the maximal number of PDU's that have been transmitted and are waiting for acknowledgements from the receiver 2. The bottom of the ARQ-control-window  $\text{TxBoW}$  is the oldest sequence number not yet acknowledged by the receiver 2. The top of the ARQ-control-window  $\text{TxToW}$  is the newest sequence number not yet acknowledged by the receiver 2. The number of PDU's to be retransmitted  $N_t$  in the ARQ-control-window can be determined after receiving acknowledgements. Therefore the maximum data rate on the DLC layer in the transmitter can be estimated with:

$$R_w = (N_r + \text{TxWmax} + \text{TxBoW} - \text{TxToW})/L \quad \text{Eq.3}$$

[0026] The second embodiment takes into account the state of the ARQ-control-window from the DLC-Layer 22 in the receiver 2. Here the ARQ-control-window is normally used to buffer a number of PDU's that are not received in order and to deliver the PDU's in sequence to the higher layers. The ARQ-control-window size  $\text{RxWmax}$  is the maximal interval of sequence numbers that are eligible for reception. The bottom of the ARQ-control-window  $\text{RxBoW}$  is the oldest sequence number expected by the receiver. The top of the ARQ-control-window  $\text{RxToW}$  is the newest sequence number received by the receiver. The number  $N_r$  of PDU's to be retransmitted in the ARQ-control-window can be countered based on PDU's lacked between  $\text{RxBoW}$  and  $\text{RxToW}$ . So the maximum data rate promised on the DLC layer in the receiver can be estimated with:

$$R_w = (N_r + \text{RxWmax} + \text{RxBoW} - \text{RxToW})/L \quad \text{Eq.4}$$

[0027] Finally in Fig.3c the simulated results of the overall throughput by using one of the preferred embodiments are shown. If the C/I value reaches point  $x'$  the transmission mode Mode 6 will not change to Mode 7, the system first changes to mode 7 close to point  $d'$  when using the preferred embodiment on the base of equation Eq.2.

[0028] As already outlined, the comparing of Fig.3b with Fig.3c an improvement of the overall throughput can be recognized by using the equation Eq.2 under the premiss of the state of the ARQ-control-window from the receiver 1 or the transmitter 2. It is distinct that the selection criterion based on equation (2) is more reliable than that using equation (1) and guarantees the best throughput of the system in different radio link qualities (C/I).

[0029] Thus, the present invention increases the overall throughput of a transmission system and leads to an optimized system with best performance. In the following a preferred embodiment of a transceiver for transmitting and/or receiving data packets over a physical link in a communication system is briefly described, where the above described method is implemented. A controlling part 1d, 2d, as shown in Fig.1a, is needed at least in one transceiver, to perform the selection method, as for example described in Fig.4. That transceiver integrates a calculator for calculating a channel parameter based on the link quality and a determinator for determining a transmission capacity parameter for each available transmission mode  $i$ . An identifier for identifying the state of a automatic repeat request control window in that transceiver is included. Although the controlling part includes an estimator for estimating user quality value for each available transmission mode based on the channel parameter, the transmission capacity parameter and the state

of the automatic repeat request control window from at least one transceiver. Finally the controlling part includes a selector for selecting a transmission mode that provides the best user quality value. The above described controlling part 1d, 2d is used as a synonym for all kind of hardware, that can be used in mobile terminals for data processing and controlling purposes. Therefore general purpose processing devices like so called micro processors, dedicated programmable hardware like so called digital signal processors as well as hardware programmable logic circuits like Application Specific Integrated Circuits (ASICs) should be covered by the term processing device. Due to certain constraints like computing power, integration size, availability etc. up to now it was common to distribute functions like processing and controlling to more than one device. Therefore a person skilled in the state of the art should be aware that processing device also means a set or any combination of microprocessors, digital signal processors, ASIC's etc..

[0030] Furthermore it has be mentioned again that the invention is not restricted to the specific embodiments and examples described in the present invention. That means, that the above described method can implemented in any data packet transmission system, where the above described problems can be solved by regarding the influence of the real ARQ-control-window size from at least the transmitting or receiving transceiver. That is, on the basis of the teaching contained in the description, various modifications and variations of the invention may be carried out.

## Claims

1. Method for transmitting data packets between two transceivers in a communication system, wherein for transmitting data packets a transmission mode is selected from a plurality of available transmission modes and wherein an automatic repeat request for retransmission is used, comprising the steps of:
  - calculating for each available transmission mode a channel parameter based on the link quality;
  - determinating for each transmission mode a transmission capacity parameter;
  - identifying the state of a automatic repeat request control window for at least one transceiver;
  - estimating a user quality value for each available transmission mode based on the channel parameter, the transmission capacity parameter and the state of the automatic repeat request control window from at least one transceiver; and
  - selecting a transmission mode that provides the best user quality value.
2. The method of claim 1, wherein the channel parameter for each available transmission mode is the protocol data unit error rate  $PER_i$ .
3. The method of claim 1, wherein the transmission capacity parameter is determined by at least the maximum data rate  $R_{max}$  provided in each available transmission mode.
4. The method of claim 3, wherein the transmission capacity parameter is determined by the maximum data rate  $R_{max_i}$  provided in each available transmission mode and the transmission time  $b$  and transmission frame length  $L$  provided for transmitting data packets.
5. The method of claim 1, wherein in a transceiver which transmits data packets, the state of the automatic repeat request control window  $R_w$  is determined by the oldest protocol data unit sequence number  $TxBow$ , the newest protocol data unit sequence number  $TxToW$  and the number of data packets  $N_t$  in the window which has to be retransmitted.
6. The method of claim 1, wherein in a transceiver which receives data packets, the state of the automatic repeat request control window  $R_w$  is determined by the oldest protocol data unit sequence number  $RxBow$  expected by the receiver unit, the newest protocol data unit sequence number  $RxToW$  received by the receiver unit and the number of data packets  $N_r$  in the window to be retransmitted.
7. The method according to any of the claims 1-6, wherein the user quality value for each available transmission mode is described by the user data throughput for that transmission mode  $T_i$ .
8. The method of claims 7, wherein the step of estimating the user data throughput  $T_i$  bases on the protocol data unit error rate  $PER_i$ , the maximum

data rate  $R_{\max i}$ , the transmission time  $b$  and transmission frame length  $L$  and the state of the ARQ control window  $R_w$  from at least one transceiver.

9. A communication system implemented the method according to any of the claims 1-8, wherein the communication system is a radio packet data system.

10. A transceiver implemented the method according to any of the claims 1-9, wherein a controlling part in a transceiver includes :

- a calculator for calculating a channel parameter based on the link quality,
- a determinator for determinating a transmission capacity parameter for each available transmission mode,
- an identifier for identifying the state of a automatic repeat request control window in at least one transceiver,
- an estimator for estimating the user quality value for each available transmission mode based on the channel parameter, the transmission capacity parameter and the state of the automatic repeat request control window from at least one transceiver, and
- a selector for selecting a transmission mode that provides the best user quality value.

11. Computer program executable by a controlling part of a transceiver, comprising software code portions for performing the steps of any of the claims 1-9.

FIG. 1a

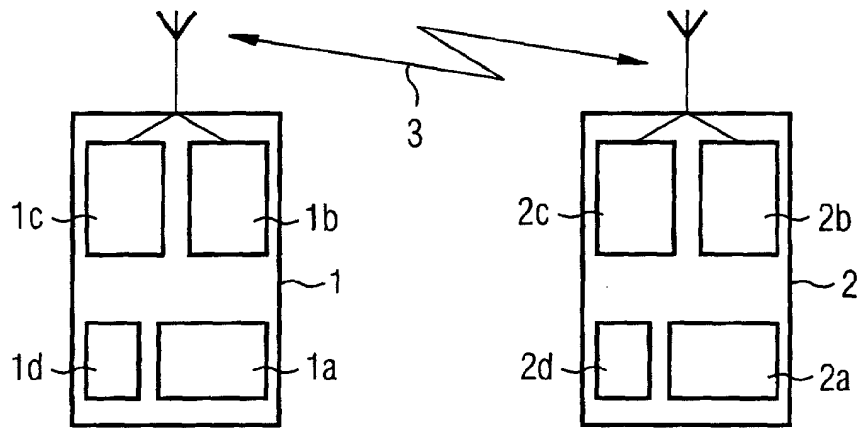


FIG. 1b

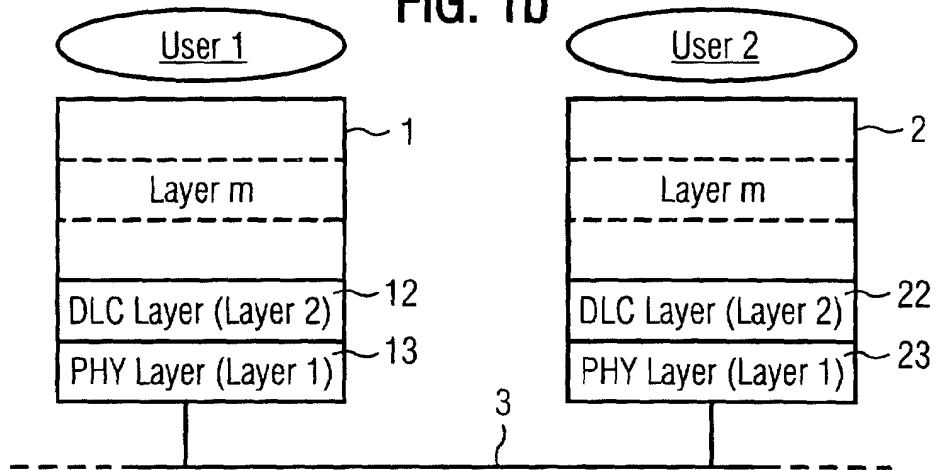


FIG. 2

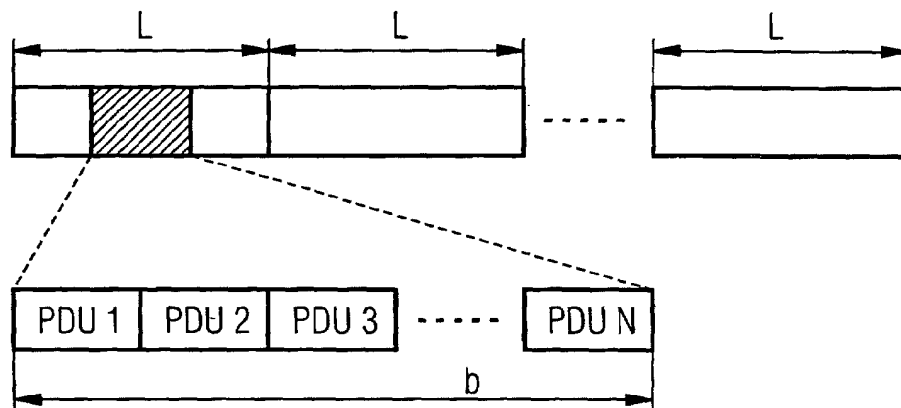
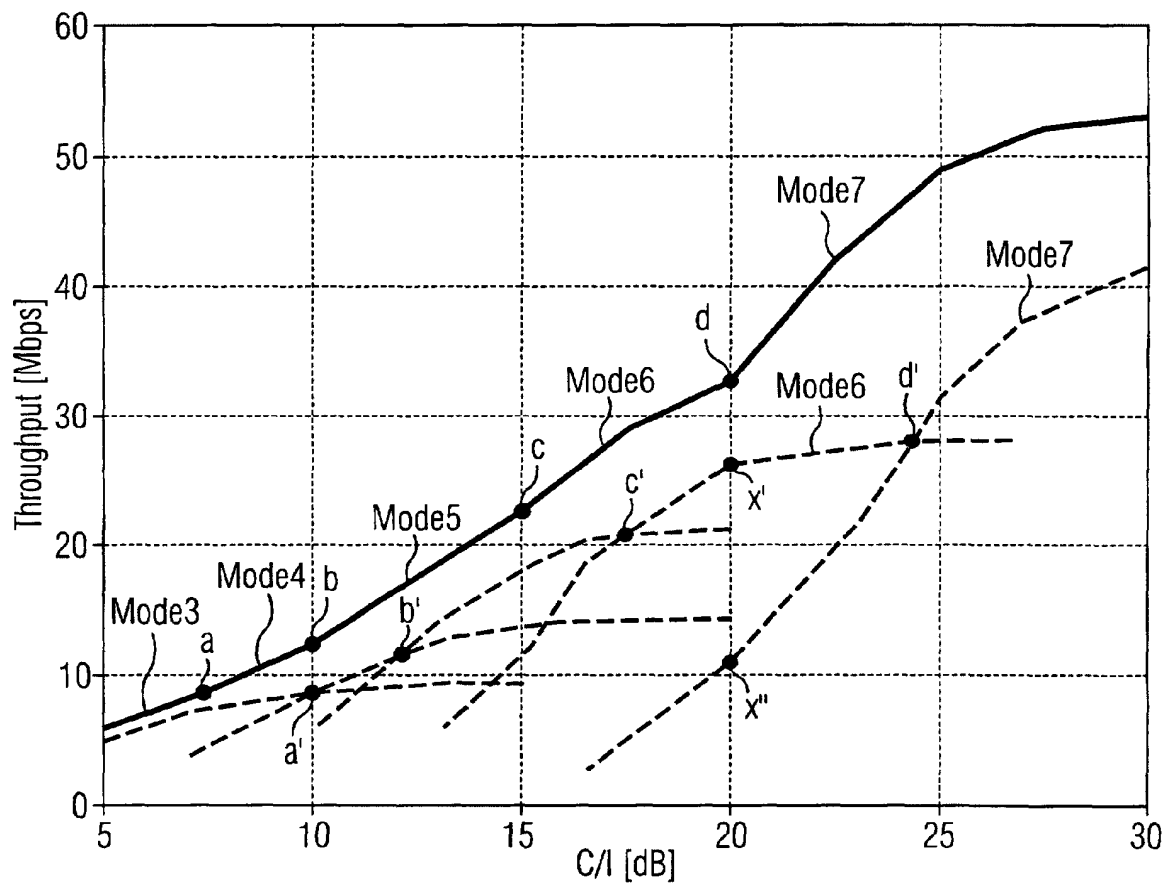


FIG. 3a



**FIG. 3b** (Prior Art)

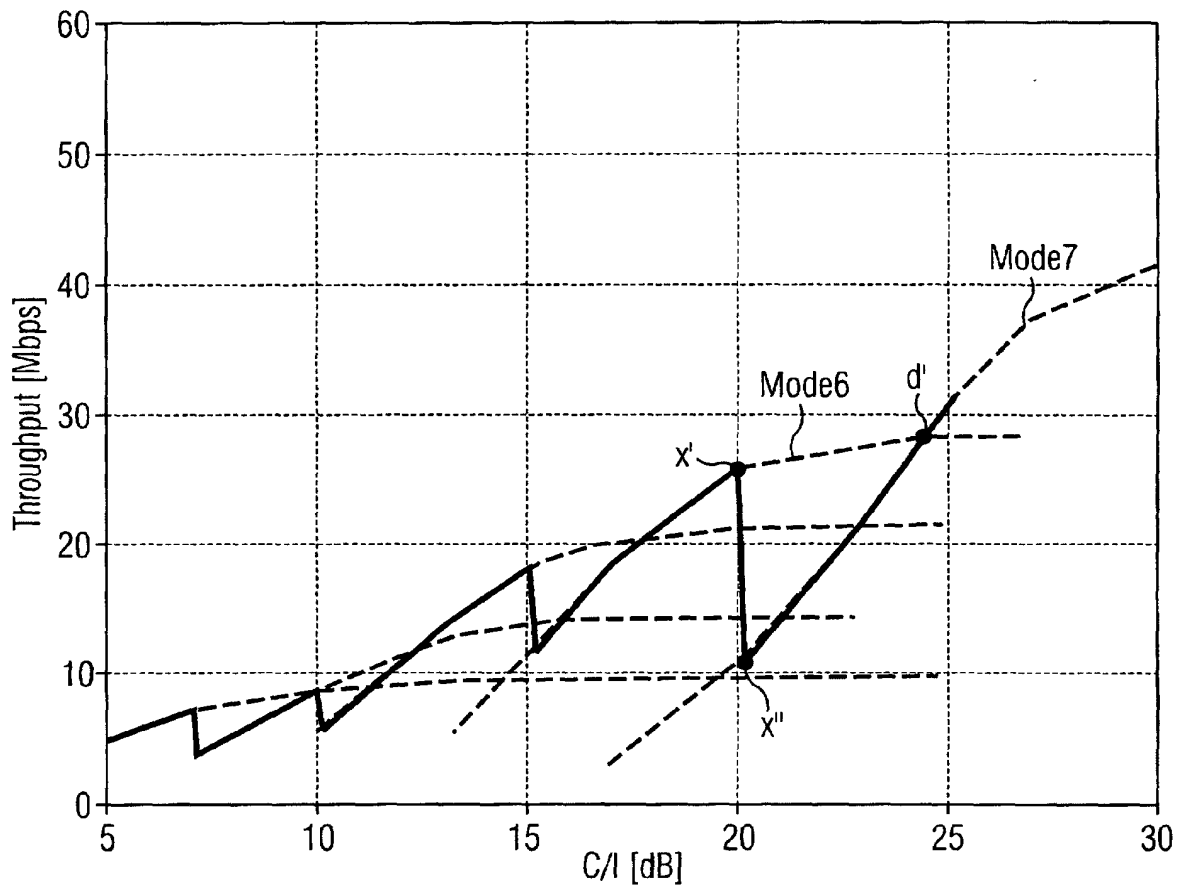




FIG. 3c

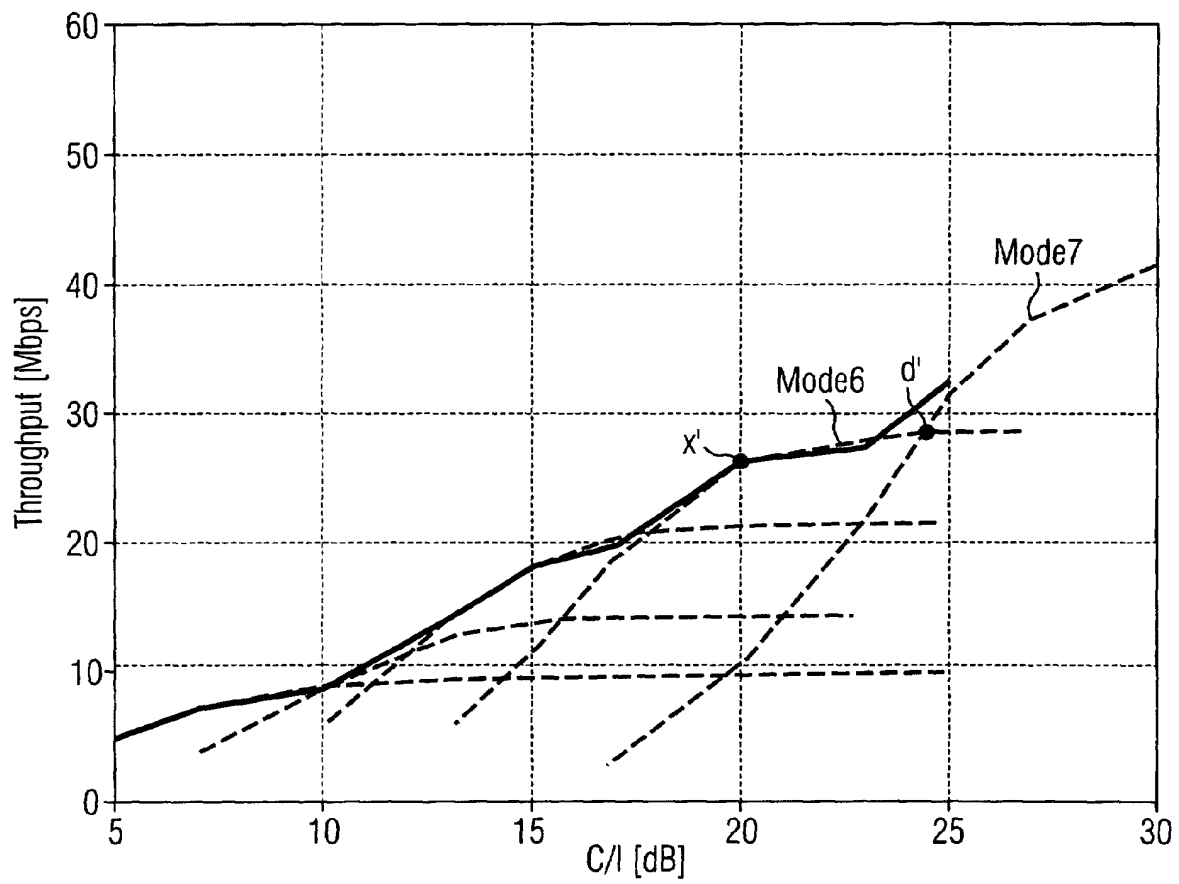


FIG. 4

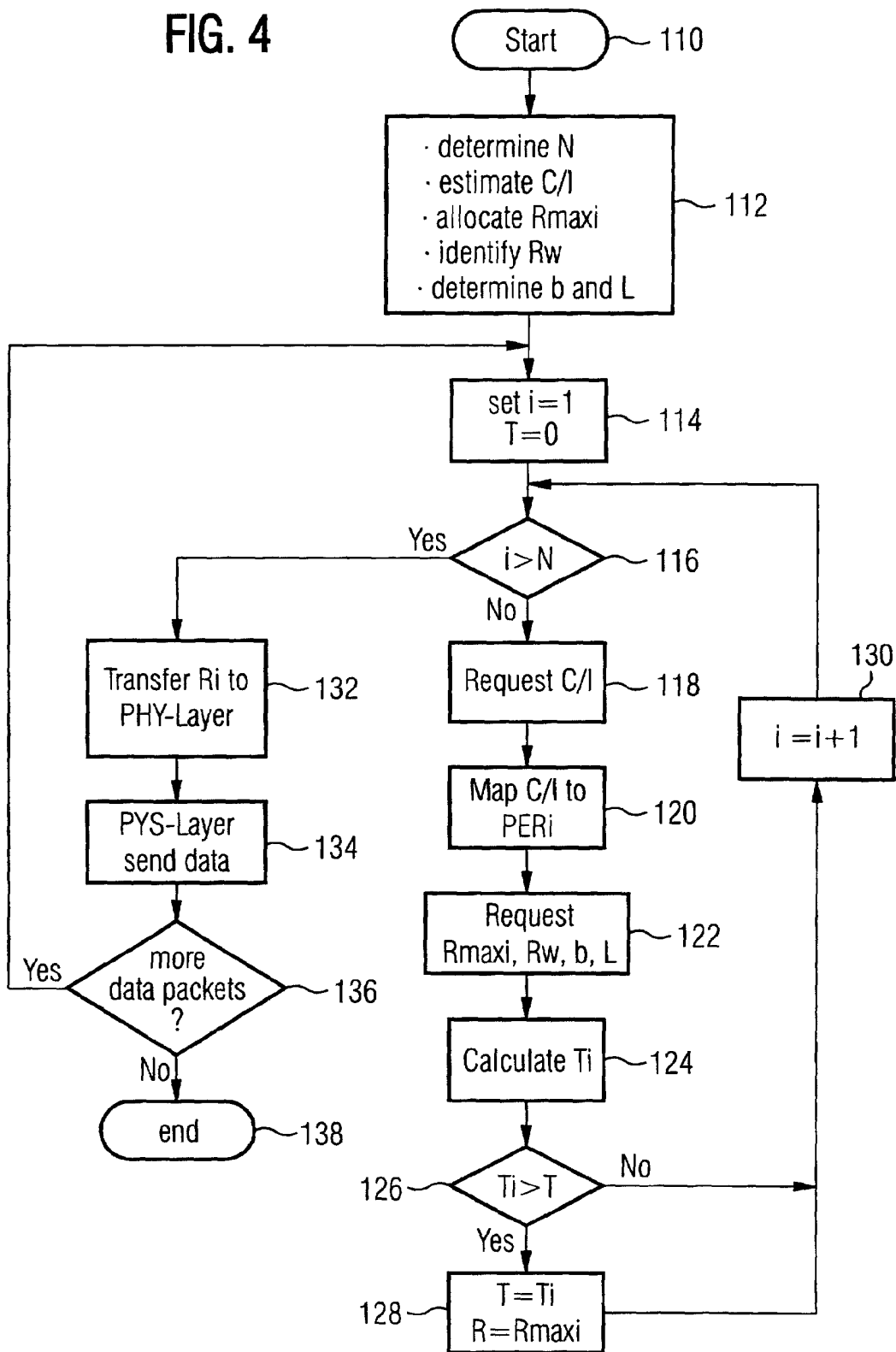


FIG. 5b

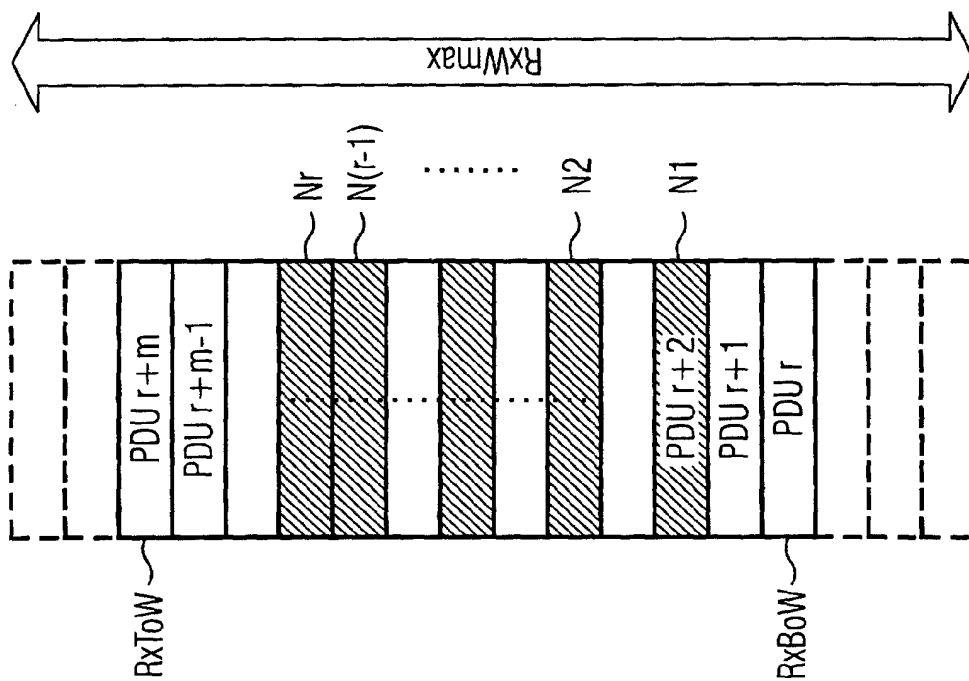
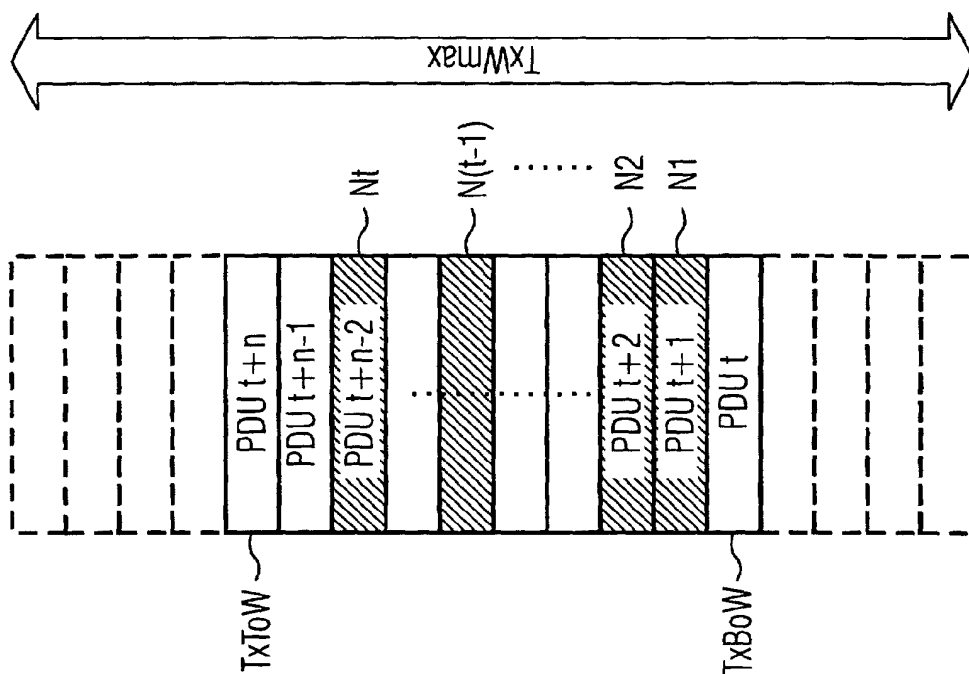


FIG. 5a





European Patent  
Office

# EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number  
EP 00 10 5836

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT					
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)		
Y,D A	WO 99 12304 A (ERICSSON TELEFON AB L M) 11 March 1999 (1999-03-11) * page 9, line 1 - page 10, line 16 * * page 26, line 6 - line 25 * * claims 1,2,5,7-10,16,17,20,22,23 * * figures 8-10 *	1-3,5-7, 9-11 4,8	H04L1/18 H04L1/00		
Y	HAYASHIDA Y ET AL: "Stop-and-selective repeat ARQ scheme for a high-speed transport protocol" PROCEEDINGS OF IEEE SINGAPORE INTERNATIONAL CONFERENCE ON NETWORKS/INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION ENGINEERING 1995. THEME: ELECTROTECHNOLOGY 2000: COMMUNICATIONS AND NETWORKS (CAT. NO.95TH8061), PROCEEDINGS OF IEEE SINGAPORE INTERNATIONAL CO, pages 101-105, XP002143133 1995, New York, NY, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-2579-6 * abstract * * section 2 * * figure 1 *	1-3,5-7, 9-11	<table border="1"> <thead> <tr> <th>TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>H04L</td> </tr> </tbody> </table>	TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)	H04L
TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)					
H04L					
The present search report has been drawn up for all claims					
Place of search <b>THE HAGUE</b>		Date of completion of the search <b>21 July 2000</b>	Examiner <b>Langinieux, F</b>		
<p>CATEGORY OF CITED DOCUMENTS</p> <p>X : particularly relevant if taken alone  Y : particularly relevant if combined with another document of the same category  A : technological background  O : non-written disclosure  P : intermediate document</p> <p>T : theory or principle underlying the invention  E : earlier patent document, but published on, or after the filing date  D : document cited in the application  L : document cited for other reasons  &amp; : member of the same patent family, corresponding document</p>					

EPO FORM 1503 03 82 (P04C01)



European Patent  
Office

# EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number  
EP 00 10 5836

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
A,D	<p>JAMSHID KHUN-JUSH ET AL: "Structure and performance of the HIPERLAN/2 physical layer"</p> <p>GATEWAY TO 21ST CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE. VTC 1999-FALL. IEEE VTS 50TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (CAT. NO.99CH36324), GATEWAY TO 21ST CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE. VTC 1999-FALL. IEEE VTS 50TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, AMSTERDAM,, pages 2667-2671 vol.5, XP002143134 1999, Piscataway, NJ, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-5435-4</p> <p>* abstract *</p> <p>* page 2268, left-hand column, paragraph 4 - right-hand column, paragraph 2 *</p> <p>* table 1 *</p> <p>* page 2670, right-hand column, line 2 - line 3 *</p> <p>* figure 7 *</p>	1,5,6,9-11	
A	<p>US 5 526 399 A (KAMEDA MIHO)</p> <p>11 June 1996 (1996-06-11)</p> <p>* column 1, line 33 - column 2, line 22 *</p> <p>* claims 1-8 *</p> <p>* figures 1,2 *</p>	1,10,11	<p>TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)</p>
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search		Date of completion of the search	Examiner
THE HAGUE		21 July 2000	Langinieux, F
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS			
<p>X : particularly relevant if taken alone</p> <p>Y : particularly relevant if combined with another document of the same category</p> <p>A : technological background</p> <p>O : non-written disclosure</p> <p>P : intermediate document</p>		<p>T : theory or principle underlying the invention</p> <p>E : earlier patent document, but published on, or after the filing date</p> <p>D : document cited in the application</p> <p>L : document cited for other reasons</p> <p>&amp; : member of the same patent family, corresponding document</p>	

EPO FORM 1503 03/82 (F04.031)

**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT  
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 00 10 5836

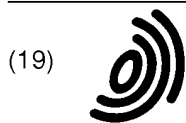
This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report. The members are as contained in the European Patent Office EDP file on  
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

21-07-2000

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9912304 A	11-03-1999	AU 9012598 A EP 1010288 A	22-03-1999 21-06-2000
US 5526399 A	11-06-1996	JP 2503888 B JP 7067175 A US 5940772 A	05-06-1996 10-03-1995 17-08-1999

EPC FORM P0169

For more details about this annex : see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82



(12)

EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43) Date of publication:  
06.05.2004 Bulletin 2004/19

(51) Int Cl.7: H04L 25/02, H04L 27/26

(21) Application number: 02292728.9

(22) Date of filing: 31.10.2002

(84) Designated Contracting States:  
AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR  
IE IT LI LU MC NL PT SE SK TR  
Designated Extension States:  
AL LT LV MK RO SI

- Buzenac-Settineri, Véronique  
91300 Massy (FR)
- Courville, Marc de  
75014 Paris (FR)
- Duhamel, Pierre  
92350 Plessis Robinson (FR)

(71) Applicant: Motorola Inc.  
Schaumburg, IL 60196 (US)

(74) Representative: Wharmby, Martin Angus  
Motorola Centre de Recherche,  
Parc Technologique de St. Aubin,  
Route de L'Orme au Merisier,  
Immeuble Columbia  
91190 Gif-sur-Yvette (FR)

(72) Inventors:  
• Mazet, Laurent  
75010 Paris (FR)

(54) Iterative channel estimation in multicarrier receivers

(57) A method of channel estimation comprises the steps of receiving a signal and applying a fast fourier transform (FFT) to obtain a plurality of frequency domain sub-carriers. Probabilities of coded bits are produced and channel coefficient estimation is performed for each

of the plurality of frequency domain sub-carriers using channel coefficient estimates of other ones (preferably all others) of the plurality of frequency domain sub-carriers, which are based on the probabilities on coded bits. An OFDM communication unit and OFDM communication system are also provided.

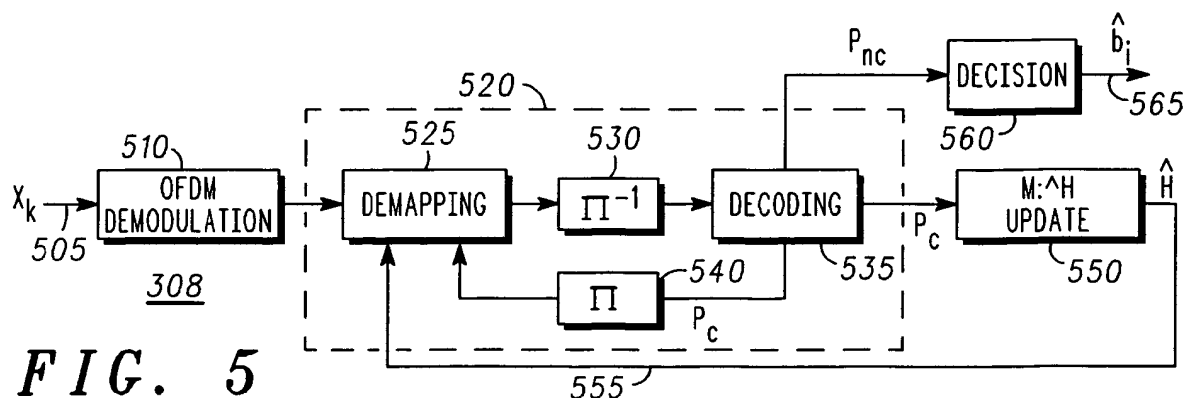


FIG. 5

**Description****Field of the Invention**

5 **[0001]** This invention relates to an estimation of radio-channel propagation conditions, in order to equalise their effect on transmitted data. The invention is applicable to improving an accuracy of channel estimation in an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) wireless receiver.

**Background of the Invention**

10 **[0002]** Wireless communication systems, for example cellular telephony or private mobile radio communication systems, typically provide for radio telecommunication links to be arranged between a plurality of base transceiver stations (BTSs) and a plurality of subscriber units, often termed mobile stations (MSs).

15 **[0003]** Wireless communication systems are distinguished over fixed communication systems, such as the public switched telephone network (PSTN), principally in that mobile stations move between BTS (and/or different service providers) and in doing so encounter varying radio propagation environments.

**[0004]** Methods of communicating information simultaneously exist where communication resources in a communication network are shared by a number of users. Such methods are termed multiple access techniques. A number of multiple access techniques exist, such as frequency division multiple access (FDMA), time division multiple access (TDMA), and code division multiple access (CDMA).

20 **[0005]** The communication link from a BTS to a MS is referred to as the down-link. Conversely, the communication link from a MS to the BTS is referred to as the up-link.

25 **[0006]** In wireless communication systems, there is a need to estimate the effect caused by the 'wireless communication channel' on the data being transmitted. Channel estimation is required so that the received data can be equalised to reduce, restore or minimise signal degradation caused by such transmission channel impairments. A radio channel is said to be equalised if the channel impairments can be eliminated or significantly reduced.

30 **[0007]** In the field of this invention, the most conventional strategy in estimating radio channel propagation conditions is to model the radio channel by a finite impulse response (FIR) filter. The channel estimation is typically performed by periodically transmitting a known data sequence, generally referred to as a training sequence, over the desired radio channel. Such training sequences are a-priori known by the receiver. The training sequence is extracted from the received, desired data stream and is used to compute channel estimates.

35 **[0008]** In the field of this invention, namely that of Orthogonal Frequency Division Multiplexed (OFDM) systems, also termed multi-carrier systems, the data stream is divided into several (N) sub-streams. These sub-streams are transmitted on 'N' orthogonal sub-carriers at different frequencies, for example by means of an inverse fast Fourier transform (IFFT) at the transmitting unit.

**[0009]** One of the main advantages of OFDM systems is their very simple equalization scheme, which is reduced to a multiplication of the FFT outputs (of each carrier frequency) by the frequency domain channel coefficients. Of course, the true channel coefficients are unknown, and have to be estimated. As an illustration, the mean square error between the true channel coefficients and the channel coefficients at time 0 (time 0 being chosen when a training symbol is received) is plotted in function of time on FIG. 1, for an HIPERLAN/2 channel with a mobile terminal moving at 3m/s.

40 **[0010]** Referring now to FIG. 2, a classical Bit interleaved and convolutionally coded (BICC) OFDM system 200 is shown. The BICC OFDM system 200 includes a BICC OFDM transmitter 210. The BICC transmitter 210 receives a data stream 212  $d_i$  and convolutionally codes 215 the data stream to produce an output  $b_i$  217. The convolutionally coded output  $b_i$  217 is input to a bit interleaver 220. The output from the bit interleaver 220 is then input to a mapping function 225, which associates a subset of bits  $x_k$  228 to a location on a constellation. The type of constellation generated by the transmitter 210 is dependent upon the modulation scheme employed by the OFDM modulator 230. The OFDM modulator then outputs the OFDM modulated signal over the communication channel 235.

45 **[0011]** A BICC OFDM receiver 250 receives the OFDM modulated signal over the communication channel 235. In effect, the receiver 250 performs the inverse operations of the BICC OFDM transmitter 210. In this regard, the receiver 250 includes an OFDM demodulator 255 to translate the received constellation locations into a sequence of bit subsets. The bit subsets are then input to a demapping function 260. In the demapping function, bit metrics are computed to feed the Viterbi decoder 270. This computation involves the frequency channel coefficients, which must be estimated periodically. A bit deinterleaving function 265 arranges the received bit-stream for decoding in the Viterbi decoder 270.

55 **[0012]** The above receiver arrangement presents a number of significant drawbacks. In particular, the process to demap, decode and perform channel estimation separately, as three distinct and independent functions, only enables the respective individual operations to be optimised.

**[0013]** In J. Boutros, C. Lamy, F. Boixadera, "Bit-interleaved coded modulation for multiple-input multiple-output channels", IEEE ISSSTA, Sept. 2000, a method performing joint de-mapping, decoding and channel estimation using



an estimation-maximisation (EM) algorithm and a turbo-demodulation procedure has been proposed. However, the proposed algorithm has been derived in a single carrier context and is therefore unsuitable for OFDM implementation.

[0014] A turbo channel estimation method using EM algorithm in an OFDM context has been proposed in E. Jaffrot, M. Siala, "Turbo channel estimation for OFDM systems on highly time and frequency selective channels", Proc. ICASSP2000. However, the channel estimation method assumes, as a pre-requisite, a phase-shift keyed (PSK) modulation scheme. As such, the method is limited in its applications and works only for binary PSK (BPSK) and quadrature PSK (QPSK) mapping. Thus, it cannot be applied to high bit rate applications such as HIPERLAN/2 (which uses a quadrature amplitude modulation (QAM) scheme). Moreover, it uses pilot carriers, which reduces the application bit rate.

[0015] Thus, there exists a need in the field of the present invention to provide an improved channel estimation method in an OFDM communication system, wherein at least some of the aforementioned disadvantages may be alleviated.

## Statement of Invention

[0016] The present invention provides a method of channel estimation and a receiver for performing channel estimation as described in the accompanying claims.

## Brief Description of the Drawings

[0017]

FIG. 1 illustrates a graph of mean square error (MSE) for a BRAN A channel with a mobile terminal (MT) moving at 3m/s; and

FIG. 2 shows a simplified processing block diagram of a bit-interleaved and convolutionally coded OFDM communication system.

[0018] Exemplary embodiments of the present invention will now be described, with reference to the accompanying drawings, in which:

FIG. 3 illustrates a wireless communication unit adapted in accordance with a preferred embodiment of the present invention;

FIG. 4 illustrates a channel estimation model applicable to the preferred embodiment of the present invention.

FIG. 5 illustrates a block diagram of a decoding unit adapted in accordance with a preferred embodiment of the present invention;

FIG. 6 illustrates two examples of mapping that can be used in the preferred embodiment of the present invention;

FIG. 7 illustrates a model of an OFDM system used in the preferred embodiment of the present invention;

FIG. 8 illustrates a block diagram of a decoding unit's forward-backward algorithm in accordance with a preferred embodiment of the present invention; and

FIG. 9 shows bit-error-rate simulation results of the channel estimator according to the preferred embodiment of the invention.

## Description of Preferred Embodiments

[0019] In summary, the preferred embodiments of the invention described below perform blind channel estimation for each OFDM symbol, which allows the receiver to track the channel variations, and consequently to increase the time between training sequences. In particular, the channel estimate of the frequency channel coefficients for each OFDM symbol is performed using an Expectation-Maximization (EM) algorithm that includes estimated channel coefficients using at least one other, and preferably all the other sub-carriers.

[0020] Referring now to FIG. 3, there is shown, by way of example, a block diagram of a wireless communication unit, adapted to support the inventive concepts of the preferred embodiments of the present invention. The wireless

communication unit 300 contains an antenna 302 preferably coupled to an antenna switch 304 that provides isolation between a receiver and a transmitter chain within the wireless communication unit 300.

[0021] The receiver chain shown includes receiver front-end circuitry 306 (effectively providing reception, filtering and intermediate or base-band frequency conversion). The front-end circuit 306 is serially coupled to a signal processing function 308. An output from the signal processing function is provided to a suitable output device 310.

[0022] The signal processing function 308 performs all signal processing functions for the wireless communication unit 300, including demodulation, de-mapping, bit deinterleaving, channel estimation and decoding. In accordance with the preferred embodiments of the present invention, the signal processing unit 308 has been adapted to perform EM-based channel estimation, using probabilities on coded bits. These probabilities may be provided by any channel decoding scheme yielding soft outputs, e.g. a so-called BCJR algorithm - see L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek and J. Raviv, "Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate", IEEE transaction on Information Theory, March 1974. The preferred embodiment uses a turbo-demodulation process, such that it is able to jointly perform de-mapping and decoding of the received signal. The signal processing function 308 is further adapted inasmuch as it employs a new channel estimation method, as is further described with regard to FIG. 5.

[0023] The receiver chain shown also includes received signal strength indicator (RSSI) circuitry 312 (shown coupled to the receiver front-end 306, although the RSSI circuitry 312 could be located elsewhere within the receiver chain). The RSSI circuitry is coupled to a controller 314 for maintaining overall subscriber unit control. The controller 314 is also coupled to the receiver front-end circuitry 306 and the signal processing function 308 (generally realised by a digital signal processor (DSP)). The controller 314 may therefore receive bit error rate (BER) or frame error rate (FER) data from recovered information. The controller 314 is coupled to the memory device 316 for storing operating regimes, such as decoding/encoding functions and the like. A timer 318 is typically coupled to the controller 314 to control the timing of operations (transmission or reception of time-dependent signals) within the wireless communication unit 300.

[0024] As regards the transmit chain, this essentially includes an input device coupled in series via transmit signal processor 328 to a transmitter/modulation circuit 322. Thereafter, any transmit signal is passed through a power amplifier 324 to be radiated from the antenna 302. The transmitter/modulation circuitry 322 and the power amplifier 324 are operationally responsive to the controller, with an output from the power amplifier coupled to the duplex filter or circulator 304. The transmitter/modulation circuitry 322 and receiver front-end circuitry 306 comprise frequency up-conversion and frequency down-conversion functions (not shown).

[0025] Of course, the various components within the wireless communication unit 300 can be arranged in any suitable functional topology that is able to utilise the inventive concepts of the present invention. Furthermore, the various components within the wireless communication unit 300 can be realised in discrete or integrated component form, with an ultimate structure therefore being merely an arbitrary selection. The preferred decoding and channel estimation function can be implemented in software, firmware or hardware, with the function being implemented in a software processor (or indeed a digital signal processor (DSP)) that performs the decoding function, merely a preferred option.

[0026] The transmitter signal processor 328, which is shown as being distinct from the receiver signal processor 308 for clarity purposes only, includes a convolutional encoder or a turbo-coding function.

[0027] In accordance with a preferred embodiment of the present invention, an improved channel estimation algorithm for the OFDM system is included. The channel estimation uses an Expectation-Maximisation (EM) algorithm. This is a parametric estimation algorithm, which attempts to estimate the parameters ' $\theta$ ' 404 of a system 400 from the observations of its output  $y$  406 blindly without knowing its input  $x$  402, as shown in the model in FIG. 4.

[0028] The EM algorithm is an iterative procedure, which maximizes the likelihood function in two steps:

(i) A first Expectation step (E-step): which comprises a computation of:

$$E_x[P(x|y, \theta^{(p)})] \quad [1]$$

and

(ii) A second Maximization step (M-step):

$$\theta^{(p+1)} = \arg \max_{\theta} P(y | \theta, \hat{x}^{(p)}) \quad [2]$$

In a practical implementation, the maximisation (M-)step is performed by maximizing the auxiliary function:

$$Q(\theta, \theta^{(p)}) = E_x[\log P(x, y|\theta)|y, \theta^{(p)}] \quad [3]$$

**[0029]** In accordance with the preferred embodiment of the present invention, the auxiliary function of the channel estimation algorithm has been adapted to take into account OFDM specificities. Indeed, the auxiliary function has been rewritten as:

$$Q(H_m, H_m^{(p)}) = E_{x_m} [\log P(x_m, y_m, \tilde{H}^{(m)} | H_m) | y_m, H_m^{(p)}] \quad [4]$$

where:  $\tilde{H}^{(m)}$  stands for the vector  $H$  with a 0 on the  $m^{\text{th}}$  component. This allows, when estimating the channel coefficient of the  $m$ -th sub-carrier, to use and take advantage of the prior estimations of the channel coefficients of the other frequency domain sub-carriers.

**[0030]** In addition, the Expectation step has been configured to be an estimation of the probability on decoded bits, which are needed for the M-step. These probabilities are provided by any decoding scheme yielding soft outputs. Furthermore, the preferred embodiment of the present invention, proposes to use a turbo-demodulation procedure, in order to optimise jointly the de-mapping and the decoding steps. In this manner, the decoding algorithm leads to a much better performance than a non-iterative decoding scheme.

**[0031]** However, it is within the contemplation of the invention that the inventive concepts herein described are applicable to any convolutional encoder, i.e. it is applicable for any rate and any puncturing scheme. Furthermore, the decoding scheme of the present invention can be applied to any encoded data that can be decoded by a soft output decoder, i.e. any convolutional or turbo decoder.

**[0032]** Referring now to FIG. 5, a block diagram model 500 of the preferred channel estimation procedure is illustrated. The received data stream 505 is demodulated in OFDM demodulation function 510. The output from the demodulation function 510 is input to a channel estimation function, which incorporates an estimation function 520 and a maximization function 550.

**[0033]** The OFDM demodulated signal is input to a de-mapping function 525, which outputs de-mapped signals to a deinterleaving function 530, and thereafter to a soft output decoder function 535. In this manner, the channel estimation function is operational over both the de-mapping and decoding functions.

**[0034]** The de-mapping function in the preferred embodiment, i.e. the function that associates a subset of bits to a modulation constellation location, is able to operate with any labelling map. For example, as shown in FIG. 6, the de-mapping operation may be performed on a subset of a 16-QAM signal, which is composed of four bits. Each subset has to be associated to one of the sixteen positions of the constellation. There are a number of different ways to define the association function, which affect the performance of the decoding system. For example, constellation 610 in FIG. 6 illustrates a Gray labelling structure, which is deemed optimum when a Viterbi decoder is used. However, when turbo-demodulation is used, an alternative mapping format such as the set partitioning format 620 may provide better results.

**[0035]** The output from the decoding function 535, is fed back to the de-mapping function 525 via an interleaving function 540. The output from the improved estimation function 520 is input to a maximization function 550. The output from the maximization function 550 is input to the de-mapping function 525.

**[0036]** It is noteworthy that this arrangement also yields decoded bits, in a bit-stream 535. The bit decisions are made from decision function 560. Thus, the improved channel estimation arrangement is a joint channel estimation and decoding scheme.

**[0037]** In accordance with the preferred embodiment of the present invention, the channel estimation operation has been adapted to take into account the OFDM specificities, using the coded bits on neighbouring frequency channels

**[0038]** Referring now to FIG. 7, a block diagram of a parallel equivalent representation of a cyclic-prefix OFDM modulator-demodulator 700 is illustrated. In effect, an OFDM transmitter wishes to emit a set of bits

$$\{b_n^{(m)}\}_{\substack{1 \leq m \leq M \\ 1 \leq n \leq N}}$$

702 over a channel

$$\{h_l\}_{1 \leq l \leq L}$$

using, say, a  $2^N$ -QAM scheme 704.

[0039] First every subset of Nbits

$$\{b_n^{(m)}\}_{1 \leq n \leq N}$$

702 is modulated into a symbol  $x_m$ . In the OFDM context, the

$$\{x_m\}_{1 \leq m \leq M}$$

symbols 706 are transformed from a frequency domain representation into a time domain using an inverse fast fourier transform (IFFT). The time-domain signals are then serialized and convolved by the channel filter. The signals are effectively corrupted by noise

$$\{n_m\}_{1 \leq m \leq M}$$

732 before they are finally returned into the frequency domain using a FFT (not shown) to produce an output signal

$$\{y_m\}_{1 \leq m \leq M}$$

734.

[0040] It is noteworthy that in a standard OFDM transmitted signal, the signal is confined into a spectrum mask by precluding some carriers from being used, especially the ones at the top and the bottom of the FFT. In this regard, such carrier values are set to zero.

[0041] An important characteristic of OFDM communication systems, utilised in the preferred embodiment of the present invention, is that OFDM systems are dimensioned so that the length of the channel impulse response ('CIR') is smaller than the cyclic prefix size. Accordingly, it is possible to use the classical OFDM system model representation of FIG. 7.

[0042] Let us consider the case where  $h$  is a vector of  $M$  independent variables, with its first  $L$  components being  $L$  independent Rayleigh fading values with variance  $\sigma_l^2$ ,  $l = 1, \dots, L$ . Let us further assume that the  $M-L$  other components are independent Rayleigh fadings with a small variance  $\varepsilon^2$ .

[0043] If the variance  $\varepsilon$  is small enough,  $h$  has been determined as providing a reasonably good model of the time domain channel. This leaves the frequency domain channel as being represented by:

$$H = Fh, \quad \text{with} \quad F = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[ e^{-2i\pi \frac{lk}{M}} \right]_{(l,k) \in [1,M]^2} \quad [5]$$

[0044] In accordance with the preferred embodiment of the present invention, let us define a new auxiliary function that provides an improved estimate of a channel coefficient  $H_m$ . It is noteworthy that the improved channel estimate considers the channel coefficients on all other carriers in order to refine/track the primary channel coefficient.

[0045] The inventors have appreciated that knowledge of the channel coefficients from other carriers is useful, as the decoder needs an estimate of the frequency channel coefficients

$$\{H_m\}_{1 \leq m \leq M}$$

to eradicate the channel effects from the received coded bits. Indeed, in the preferred embodiment of the present invention, the frequency channel coefficients from the Fourier transform of the time channel coefficients

$$\{h_l\}_{1 \leq l \leq L}$$

are utilised in this regard.

[0046] Thus:

$$\underline{H} = F \underline{h} \quad [6]$$

Where:

$\underline{H}$  is a column vector of

$$\{H_m\}_{1 \leq m \leq M}$$

$\underline{h}$  is a column vector of

$$\{h_l\}_{1 \leq l \leq L}$$

filled with zeros for the M-L last coefficients, and  
F is a 'M×M' matrix filled with Fourier coefficients.

[0047] At the opposite end of the time domain, the values of elements of  $\underline{H}_i$  are unknown. Indeed, due to the introduction of white noise in the model, it can be readily assumed that all of the elements are corrupted.

[0048] The inventors of the present invention have appreciated that a standard channel estimation method, such as

$\hat{H}_m = \frac{y_m}{x_m}$ , where  $x_m$  is a known symbol, leads to a poor result.

[0049] In contrast, the proposed method of using the knowledge of the channel coefficients from other carriers helps to refine the values of channel estimate. In particular, the definition of the statistical model  $h$  and the cost function are key distinguishing features of the inventive concepts of the present invention.

[0050] Thus, in the auxiliary function, we add  $\tilde{H}^{(m)}$  in the following manner:

$$Q(H_m, H_m^{(p)}) = E_{x_m} \left[ \log P(x_m, y_m, \tilde{H}^{(m)} | H_m) | y_m, H_m^{(p)} \right] \quad [7]$$

[0051] Where:

$\tilde{H}^{(m)}$  stands for the vector  $H$  with a 0 on the  $m^{\text{th}}$  component.

[0052] The maximization of this function leads, after some computational effort, to the following channel estimate update formula:

$$H_m^{(p+1)} = \frac{\sum_{x_m} P(y_m | x_m, H_m^{(p)}) P(x_m) [y_m \bar{x}_m - \sigma^2 (\Delta_{SH}^{-1})_m \tilde{H}^{(m)}]}{\sum_{x_m} P(y_m | x_m, H_m^{(p)}) P(x_m) \left[ |x_m|^2 - \frac{\sigma^2}{v^2} + \frac{v^2}{\gamma^2} \right]} \quad [8]$$

where:

$$\gamma^{-2} = [\Delta_{SH}^{-1}]_{(m,m)}, \quad \Delta_{SH} = SF^* \text{Diag}([\sigma_1^2 \cdots \sigma_L^2 \varepsilon^2 \cdots \varepsilon^2]) FS^T \quad [9]$$

and

$$v^2 = \frac{1}{M} \left[ \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 + (M-L)\varepsilon^2 \right]. \quad [10]$$

S is the information carriers selection matrix. When dealing with a full sub-carrier OFDM symbol,  $\gamma^2$  can be rewritten into:

$$\gamma^{-2} = \frac{1}{M} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 + \frac{M-L}{M} \varepsilon^2. \quad [11]$$

**[0053]** It is noteworthy that the general expression of  $\gamma^2$  of equation [9] takes into account the fact that some sub-carriers are not used, which is always the case in practice.

**[0054]** In practice, three parameters are needed to implement the aforementioned formula, namely:  $P(y_m | x_m, H_m^{(p)})$ ,  $P(x_m)$  and  $\tilde{H}_m^{(w)}$ .

**[0055]** If we assume that the channel additive noise is a Gaussian white noise of variance  $\sigma^2$ ,  $P(y_m | x_m, H_m^{(p)})$  may be viewed as:

$$P(y_m | x_m, H_m^{(p)}) = \frac{1}{\pi \sigma^2} e^{-\frac{|y_m - H_m^{(p)} x_m|^2}{\sigma^2}} \quad [12]$$

**[0056]** Where:

$P(x_m)$  is the product of the probabilities of each coded bit involved in the symbol  $x_m$ . The turbo-demodulation process provides an estimation of these probabilities. Thus,  $P(x_m)$  is the result of the E-step; and

$\tilde{H}_m^{(w)}$  is unknown, but each of its component  $\tilde{H}_i^{(w)}$  may be taken as the current estimate of the channel coefficient, i.e.  $\tilde{H}_i^{(w)} = H_i^{(p+1)}$  for  $i < m$  and  $\tilde{H}_i^{(w)} = H_i^{(p)}$  for  $i > m$ .

**[0057]** However, the inventors of the present invention have recognised that the above methodology would lead to the last set of coefficients being estimated more accurately than the first set of coefficients. Hence, to remove this drawback and improve the estimation, the inventors propose implementing a 'forward-backward' procedure to further improve the channel refinement.

**[0058]** The preferred implementation of the forward/backward process is illustrated in FIG. 8. The channel refinement is performed on a carrier-by-carrier basis. Received data is input to the Turbo demodulation estimation process 804, as illustrated in FIG. 6. Furthermore, the received data is also input to the maximization process 806, which comprises an algorithm having two steps, i.e. one 'forward' step 808 and one 'backward' step 810. The operation of the forward step 808 and the backward step 810 is performed on the received data and the channel estimation values output 812 from the estimation algorithm 804. The operation of the forward step 808 and the backward step 810 is performed making bit decisions 814 using the information bit probabilities. The output of the process is a sequence of received bits 816.

**[0059]** In accordance with the preferred embodiment of the present invention, the forward step is implemented as follows:

The  $H_m$  coefficients are estimated from  $m=1$  to  $m=M$ .

**[0060]** In this step, when computing the channel coefficient on sub-carrier  $m$ , the channel coefficient estimates on the other sub-carriers 1, such that  $m-1 \leq M$ , come from the previous iteration. The channel coefficient estimates on the other sub-carriers 1 such that 1 ('one')  $\leq m$  come from the actual iteration.

**[0061]** The backward step is implemented as follows:

The  $H_m$  coefficients are estimated from  $m=M$  to  $m=1$ , using the estimates of the forward step.

**[0062]** In this step, when computing the channel coefficient on sub-carrier  $m$ , the channel coefficient estimates on the other sub-carriers  $1$  such that  $m < 1 \leq M$  come from the forward step, and the channel coefficient estimates on the other sub-carriers  $1$  such that  $1$  ('one')  $\leq 1 \leq m$  come from the present backward step.

**[0063]** In this manner, approximately the same level of accuracy of each channel coefficient can be achieved, thereby improving the channel estimate performance.

**[0064]** To fully evaluate the performance of this method, a set of Monte-Carlo simulations was performed over two hundred channels to estimate the bit error rate (BER) and the packet error rate (PER). The simulation context was performed using one hundred OFDM symbols of sixty-four sub-carriers preceded by two pilot symbols. This is useful in obtaining a first channel estimate. The simulation was performed over sixteen independent Rayleigh fading channels. A half rate convolutional encoder (035, 023) was used. Symbols were bit-interleaved with a random pattern and modulated by a 16-QAM constellation.

**[0065]** The results of the simulation are illustrated in FIG. 9 and FIG. 10. Referring now to FIG. 9, a comparison of the average BER versus signal to noise ratio (SNR) is illustrated for an OFDM system. FIG. 10 illustrates a comparison of the average PER versus SNR for the OFDM system.

**[0066]** In both FIG. 9 and FIG. 10, the OFDM system does not refine channel estimates and performs only two iterations of the turbo-demodulator per global iteration. Three curves are shown:

- (i) A first curve indicates the performance without employing the inventive concepts herein before described, identified as 'NONE 2 TD';
- (ii) A second curve illustrates the performance when implementing the proposed invention, identified as '1 EM-OFDM-SS 2 TD for  $\epsilon^2=3e^{-3}$ ; and
- (iii) A third curve illustrates the performance when implementing the proposed invention, identified as '1 EM-OFDM-SS 2 TD' for  $\epsilon^2=1e^{-16}$ .

**[0067]** It is noteworthy that, by implementing the inventive concepts herein described, an improvement of around 2dB in BER/PER can be achieved. Moreover, provided that the variance  $\epsilon$  parameter is small enough the setting of the parameter is not critical. Hence, the user does not have to perform precise tuning on the variance  $\epsilon$  parameter.

**[0068]** It is within the contemplation of the invention that the aforementioned inventive concepts can be applied to any element in the communication system that performs decoding and channel estimation, for example a BTS communication unit and/or a MS.

**[0069]** In the preferred embodiment of the present invention, the maximization step utilises a forward-backward approach. However, it is within the contemplation of the invention that alternative maximization techniques may be used in the decoder such that the decoder is still able to benefit from the inventive concepts described herein.

**[0070]** It will be understood that a method of channel estimation performed by a communication unit operating in an OFDM communication system as described above, tends to provide at least some of the following advantages:

- (i) A mechanism to perform jointly de-mapping, decoding and channel estimation is described, whereby their performance can be globally optimised. In particular, the modification of the EM cost function results in the modification of the channel update formula, which provides an improved decoding performance.
- (ii) There is no estimation error in a noiseless case. In practice, this means that the proposed estimator performs better than the strongest-path method based estimator for high SNR conditions.
- (iii) Estimation noise is partially removed from the selected channel coefficients.
- (iv) There is minimal additional complexity when compared to prior art arrangements.
- (v) The inclusion of OFDM specificities in a novel and inventive approach enables bit-interleaved coded modulation improvements proposed by J. Boutros et al. to be translated to an OFDM scenario. In particular, the inventive concepts can be applied to any kind of mapping, and does not use pilot carriers. Nevertheless, the inventive concepts hereinbefore described may be used in the presence of pilot carriers, if desired.

**[0071]** Whilst specific, and preferred, implementations of the present invention are described above, it is clear that one skilled in the art could readily apply further variations and modifications of such inventive concepts.

**[0072]** Thus a method of channel estimation performed by a communication unit operating in an OFDM communication system has been provided wherein at least some of the aforementioned disadvantages with prior art arrange-

ments have been alleviated.

## Claims

1. A method of channel estimation in a wireless orthogonal frequency division multiplexed (OFDM) communication system (700), comprises the steps of:

receiving a signal in the time domain;  
 applying a Fourier transform to said received signal to obtain a frequency domain signal including a plurality of sub-carriers;  
 estimating probabilities of coded bits for at least said plurality of frequency domain sub-carriers; and  
 performing channel coefficient estimation for at least said plurality of frequency domain sub-carriers

### characterised in that

said step of performing channel coefficient estimation for each of said plurality of frequency domain sub-carriers uses channel coefficient estimates for at least one other of said plurality of frequency domain sub-carriers.

2. A method of channel estimation according to Claim 1, wherein said step of performing channel coefficient estimation for substantially each of said plurality of frequency domain sub-carriers uses channel coefficient estimation benefits from said channel coefficient estimates for substantially all the other frequency domain sub-carriers of said plurality.
3. A method of channel estimation according to Claim 2, wherein said plurality of frequency domain sub-carriers comprises substantially all the sub-carriers of said frequency domain signal.
4. A method of channel estimation according to any preceding Claim and comprising repeating said steps of estimating probabilities and performing channel coefficient estimation so as to improve iteratively an accuracy of said channel coefficient estimates.
5. A method of channel estimation according to Claim 4, wherein the kth channel coefficient estimation is substantially in accordance with the following equation:

$$H_k^{(p+1)} = \frac{P(y_k | x_k, H_k^{(p)}) [y_k \bar{x}_k - \sigma^2 (\Delta^{-1})_k \tilde{H}^{(k)}]}{P(y_k | x_k, H_k^{(p)}) \left[ |x_k|^2 - \frac{\sigma^2}{v^2} + \frac{v^2}{\gamma^2} \right]}$$

where  $H_k^{(p+1)}$  is the  $(p+1)$ th estimate and  $H_k^{(p)}$  the pth estimate of the channel coefficients,  $y_k$  is the received data corresponding to the transmitted data  $x_k$ ,  $\sigma^2$  is the channel noise variance,  $\tilde{H}^{(k)}$  is the channel coefficient vector  $H$  with a 0 on the  $k^{\text{th}}$  component and  $\Delta^{-1}$ ,  $v^2$  and  $\gamma^2$  have the meanings indicated hereinabove.

6. A method of channel estimation according to any of Claim 4 or 5, wherein the step of performing channel coefficient estimates comprises replacing previously estimated channel coefficients of said plurality of frequency domain sub-carriers with respective current channel coefficient estimates.
7. A method of channel estimation according to any of Claims 4 to 6, wherein repeating said step of performing channel coefficient estimation comprises applying a cost function on an Expectation-Maximization algorithm on said plurality of frequency domain sub-carriers to improve said channel coefficient estimates.
8. A method of channel estimation according to Claim 7, wherein said step of performing a channel coefficient estimation includes calculating an auxiliary function, the method further **characterised by** the step of:

performing a Maximisation process on said auxiliary function in substantially the following manner:



$$Q(H_m, H_m^{(p)}) = E_{x_m} \left[ \log P(x_m, y_m, \tilde{H}^{(m)} | H_m) | y_m, H_m^{(p)} \right].$$

- 5     **9.** A method of channel estimation according to any of Claims 4 to 8, wherein said step of performing a channel coefficient estimation includes applying a forward-backward algorithm on said received signal to said plurality of channel coefficient estimates in which estimates are made in a first order of said plurality of frequency domain sub-carriers and subsequently estimates are made in a reversed order of said plurality of frequency domain sub-carriers so as substantially to equalise an estimation accuracy across said plurality of frequency domain sub-carriers.
- 10
- 15     **10.** A method of channel estimation according to any preceding Claim, wherein said step of channel estimation is performed on received data that is decoded by a soft output decoder, said decoder providing estimations of said probabilities.
- 20     **11.** An orthogonal frequency division multiplexed (OFDM) receiver for a method of channel estimation as claimed in any preceding Claim, and comprising:

25     demodulation means for applying said Fourier transform to said received signal to obtain said frequency domain signal including a plurality of sub-carriers;

30     decoding means for decoding the received signal and estimating said probabilities of coded bits for at least said plurality of frequency domain sub-carriers; and

35     channel estimation means for performing channel coefficient estimation for each of said plurality of frequency domain sub-carriers using channel coefficient estimates for at least one other of said plurality of frequency domain sub-carriers.

40

45

50

55

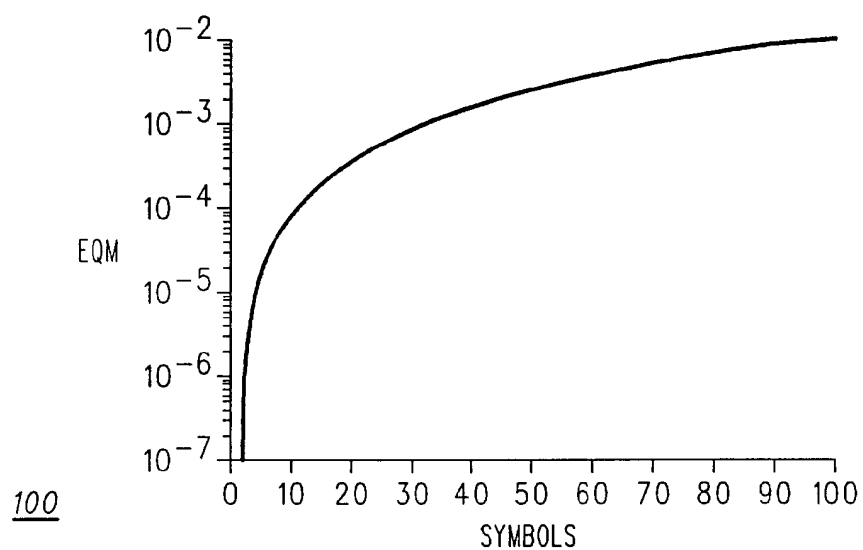


FIG. 1

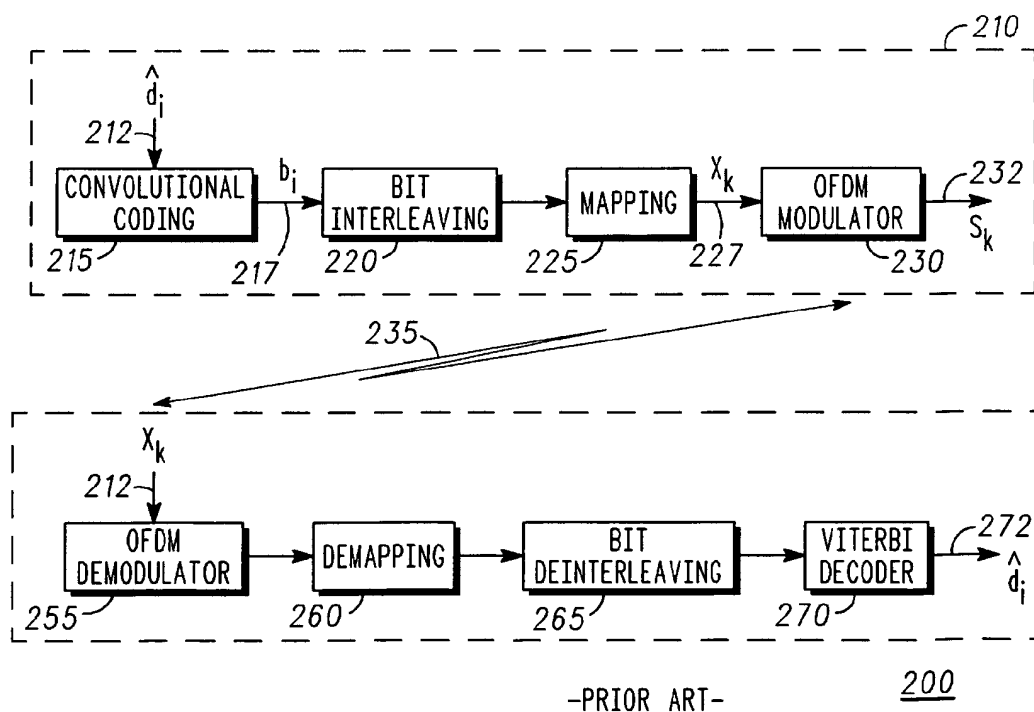
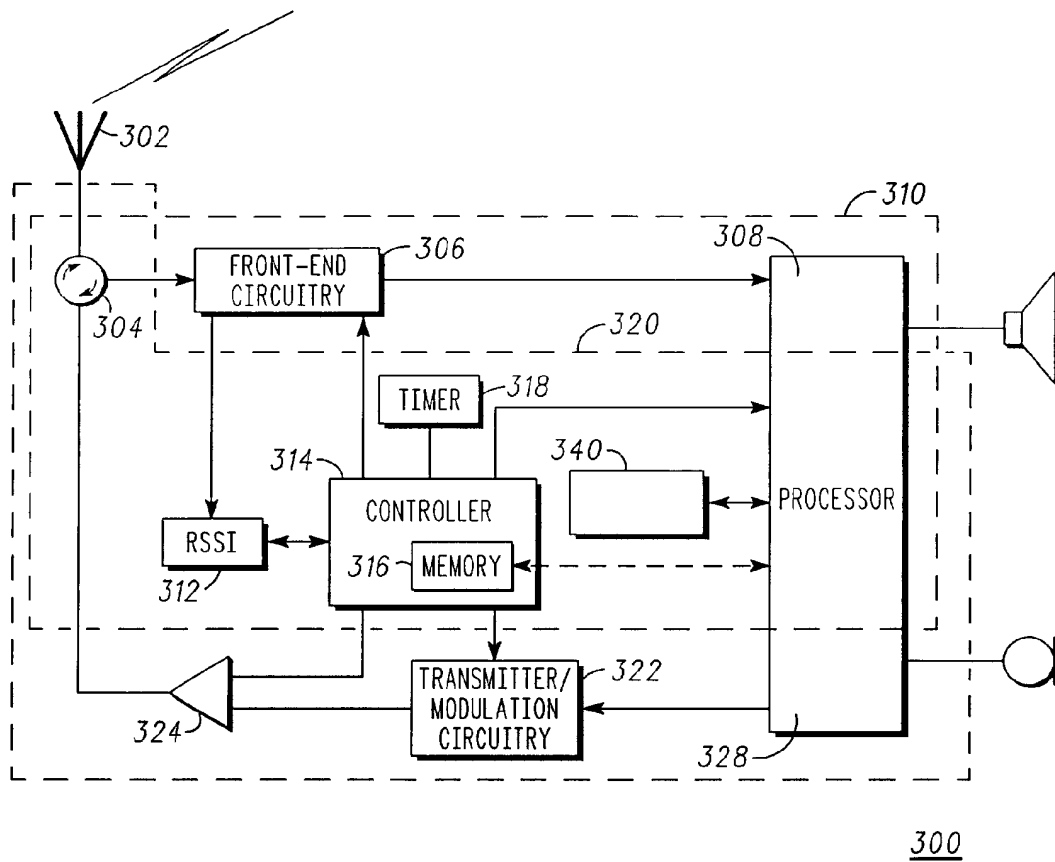
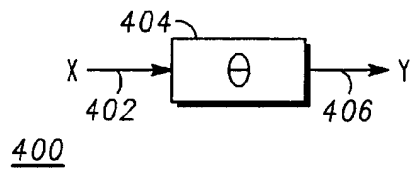


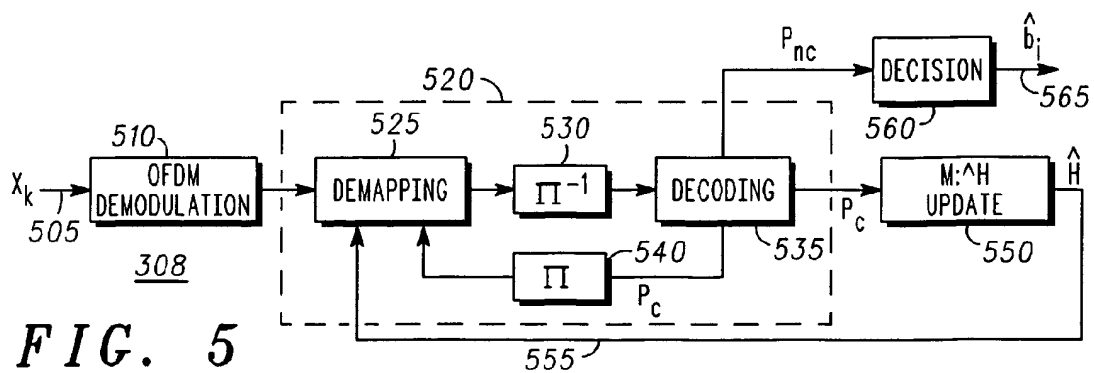
FIG. 2



*FIG. 3*



**FIG. 4**



*FIG. 5*

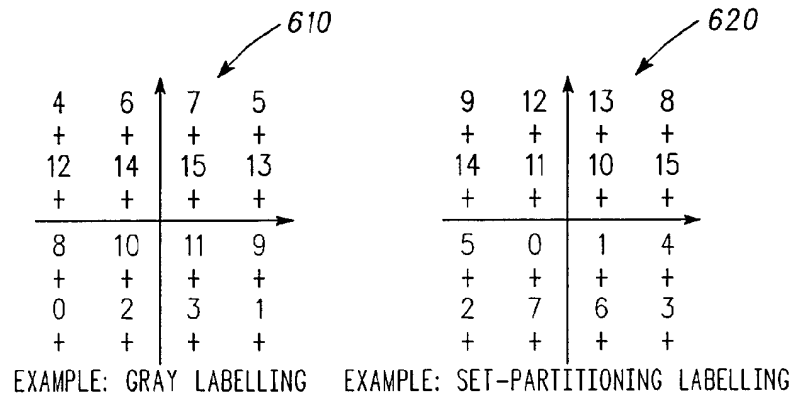


FIG. 6

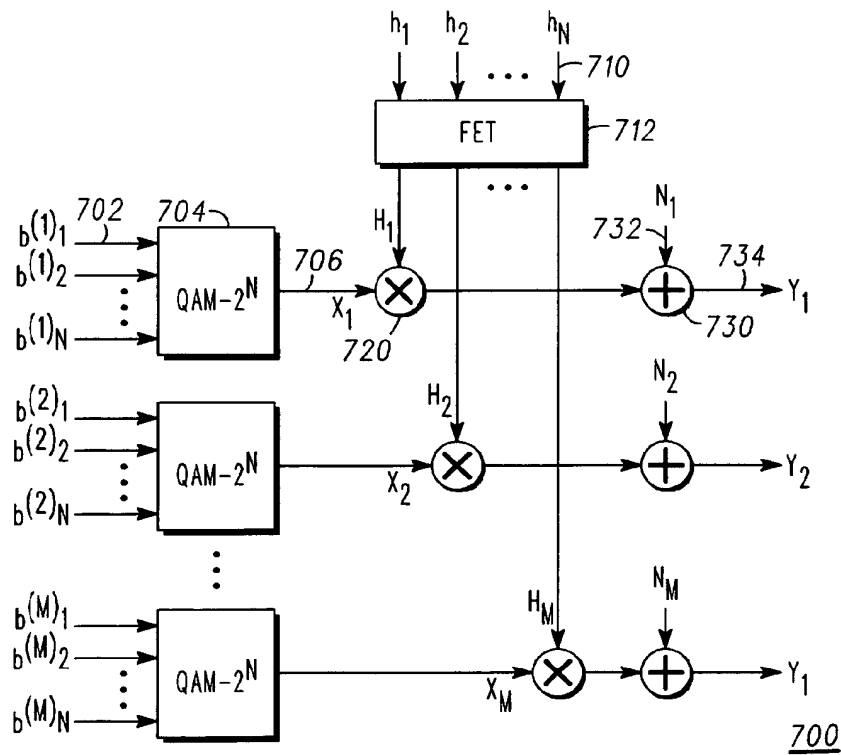
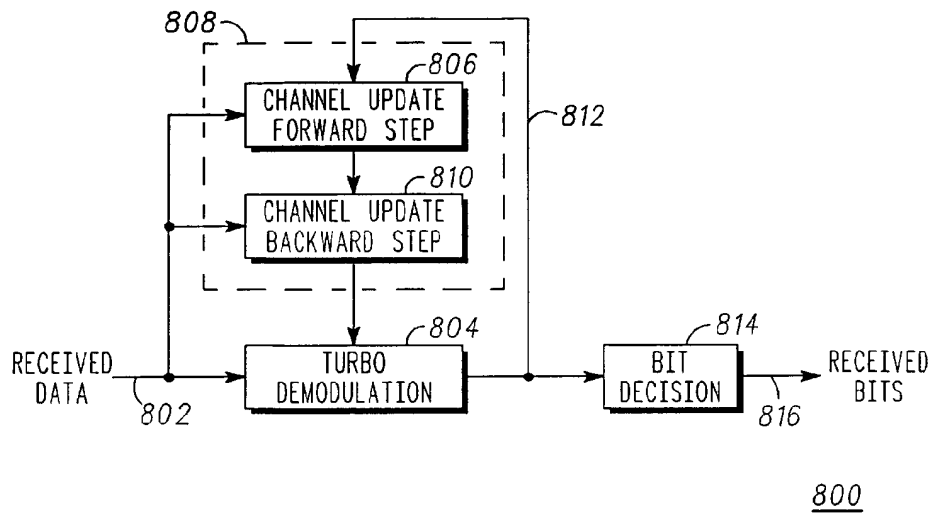
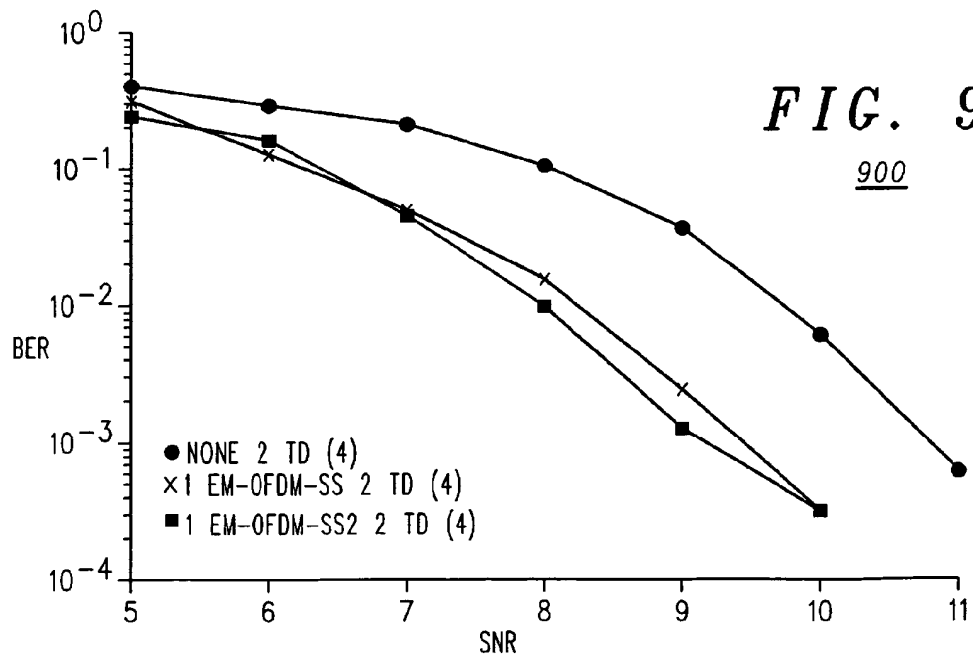


FIG. 7



*FIG. 8*



*FIG. 9*



European Patent  
Office

# EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number  
EP 02 29 2728

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
X	PANAYIRCI, ÇIRPAN: "Maximum a posteriori multipath fading channel estimation for OFDM systems" EUROPEAN TRANSACTIONS ON TELECOMMUNICATIONS, vol. 13, no. 5, September 2002 (2002-09), pages 487-494, XP001133082 Milan, IT * section 4 *	1-11	H04L25/02 H04L27/26
X	--- XIANGYANG ZHUANG, VOOK: "Iterative channel estimation and decoding for a turbo-coded OFDM system via the EM algorithm" IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING, 13 - 17 May 2002, pages 2337-2340, XP001148757 2002, Piscataway, NJ, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-7402-9 * section 4 *	1-11	
			TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)
X,D	--- JAFFROT, SIALA: "Turbo channel estimation for OFDM systems on highly time and frequency selective channels" IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING. PROCEEDINGS, 5 - 9 June 2000, pages 2977-2980, XP002171257 New York, US * section 6 *	1-11	H04L
X	--- EP 1 154 602 A (LUCENT) 14 November 2001 (2001-11-14) * abstract; figure 8 *	1-4,6-11	
	--- -/--		
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search <b>THE HAGUE</b>		Date of completion of the search <b>4 March 2003</b>	Examiner <b>Scriven, P</b>
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document		T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document	

EPO FORM 1503 (03.02) (P04001)

EPO FORM 1503 03.82 (P04C01)

**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT  
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 02 29 2728

This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report.  
The members are as contained in the European Patent Office EDP file on  
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

04-03-2003

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
EP 1154602	A	14-11-2001	EP	1154602 A1	14-11-2001
-----					
WO 9960940	A	02-12-1999	US	6173011 B1	09-01-2001
			AU	4201899 A	13-12-1999
			CA	2333527 A1	02-12-1999
			CN	1305356 T	25-07-2001
			EP	1079758 A1	07-03-2001
			WO	9960940 A1	02-12-1999
-----					

EPO FORM P0459

For more details about this annex : see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82





(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(43) Date of publication:  
**18.08.2004 Bulletin 2004/34**

(51) Int Cl.<sup>7</sup>: **H04L 1/06**, H04L 1/00,  
H04B 7/08, H04B 7/06

(21) Application number: **03368015.8**

(22) Date of filing: **12.02.2003**

(84) Designated Contracting States:  
**AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR  
HU IE IT LI LU MC NL PT SE SI SK TR**  
Designated Extension States:  
**AL LT LV MK RO**

• **Nussbaum, Dominique**  
**06600 Antibes (FR)**  
• **Caire, Giuseppe**  
**06410 Biot (FR)**

(71) Applicant: **Institut Eurecom G.I.E.**  
**06904 Sophia-Antipolis (FR)**

(74) Representative: **Schuffenecker, Thierry**  
**97, chemin de Cassiopée,**  
**Domaine de l'étoile**  
**06610 La Gaude (FR)**

(72) Inventors:  
• **Hernandez, Marco, C.Exc.Kohno Lab.,**  
**G.Sch.Elec.Eng**  
**Yokohama 240-8501 (JP)**

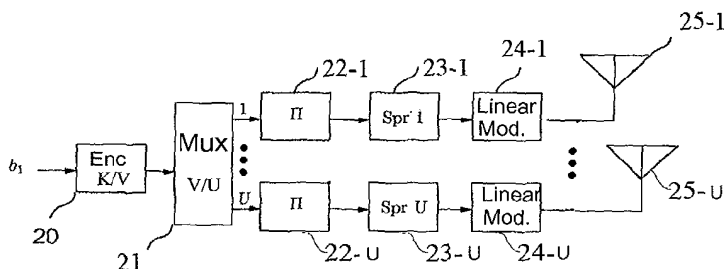
(54) **Transmission and reception diversity process for wireless communications**

(57) A process for transmitting and receiving information through a wireless communication channel comprising the steps of:

- receiving a stream of databits of a given data rate
- applying one unique encoder for creating a set of U substreams of the same data rate than said stream of data bits;
- modulating each of said substreams in accordance with a modulation scheme; and
- transmitting each of said U substreams to one different transmission antennas. Preferably, the U substreams are interleaved and randomly spread-

ed.

In the receiver, the received signal is processed by means of a front-end matched filter in order to generate a first statistics of the said U sub-streams. There is then applied a controllable iterative interference cancellation process in order to suppress ISI and Self-MAI from said first statistics and, for each of the U sub-streams, deinterleaving and applying a parallel to serial processing. The serialized data stream is then input to a decoder, such as a Viterbi decoder, and a feedback loop regenerating U sub-streams is used to control the interference cancellor.



**Fig. 2**

**Description****Technical field of the invention**

5 [0001] The invention relates to digital telecommunication systems and more particularly to a process for transmitting and receiving information through a wireless channel which is well suited to transmission and reception diversity.

**Background art**

10 [0002] Wireless communication are constantly developing, providing new services and products, including digital cellular, wireless local loop and satellite systems.

[0003] Wireless communication systems were traditionally based on the use of one unique communication channel involving one antenna for the transmitter and one antenna for the receiver. Such a communication channel is illustrated in figure 1a which shows a transmitter 1 communicating with a receiver 4 via antennas 2 and 3. As known in the art, the data rate of such a communication system is limited by the actual capacity of the channel, an evaluation of which can be derived from a measurement of the signal to noise ratio and also from the bandwidth of the transmitted signal. The use of error correcting codes in the transmission path, such as provided by convolutional encoders, allows the increase of the data rate and also that of the robustness of the communication in terms of bit error rates. For instance, as shown in figure 1 a, starting from a data rate of 500 kbps (of useful information) , the output of the convolutional encoder having a code rate of one half produces a stream of data of 1 Mbps of encoded bits and this higher symbol rate is forwarded to the transmission channel.

[0004] Spatial transmission and reception diversity were developed for the purpose of increasing the capacity of the channel.

[0005] Transmission diversity - an example of application being Linear Space Time encoding - is based on the transmission of different substreams - for instance U substreams derived from one main datastream - which are transmitted through different antennas. Transmission diversity can be associated with the concept of reception diversity where the signal is received in the receiver through a set of different antennas.

[0006] Transmission diversity and reception diversity can be combined in order to increase the capacity of the channel. Such an example is described and discussed in prior art document "V-BLAST: An architecture for realizing Very High Data Rates Over the Rich Scattering Wireless Channel", by P.W. Wolniansky et al, Bell Laboratories, Lucent Technologies, Crawford Hill Laboratory , 791 Holmdel-Keyport Rd. , Holmdel , NJ 0773 . In this technique, as shown in figure 1b, the user's data is encoded via an encoder 10 which produces m different sub streams which are forwarded to a set of m transmitters (11-1 to 11-m), then reaching m corresponding antennas (12-1 to 12-m). In the receiver, a set of n receivers (17-1 to 17-n) associated to corresponding antennas (16-1 to 16-n) produces a set of n sub streams which are decoded into a decoder 18 which performs the estimation and the decoding of the information.

[0007] Another example of transmission diversity is discussed in the article "Performance of Space-Combining transmission diversity with OFDM for broadband Wireless Access Systems", by Nobuaki MOCHIKUZI et al, NTT Access Network Service Systems Laboratories, 1-1 Hikaro-no-oka, Yokosuka-shi , Kanagawa, 239-0847 Japan.

[0008] While the technique of transmission diversity shows to be a very promising technique for wireless communication, it is complex to carry out. Firstly, the main data stream, which is provided in a communication system by the upper layer has to be divided in the known technique into different sub streams, and each sub stream has to be individually processed by a complex architecture, including multiple convolutional encoders. This substantially increases the amount of hardware and software components and, thus, increases the cost of the systems.

[0009] Clearly, this results in a complex architecture for both the transmitter and the receiver and it is desirable to provide a technique of transmission and reception diversity which substantially facilitates the design and the manufacturing costs of the transmitters and receivers in mobile communications.

**Summary of the invention**

50 [0010] It is an object of the present invention to provide a transmission and reception diversity technique which is based on a simple mechanism while increasing capacity and robustness to radio channels impairments.

[0011] This object is achieved by a process for transmitting and receiving information through a wireless communication channel. The transmission process comprises the steps of:

- 55 - receiving a stream of databits of a given data rate
- applying one unique encoder for generating an encoded data stream;
- multiplexing said encoded data stream for the purpose of creating U different sub streams;
- interleaving each of said sub streams;

- modulating each of said U sub streams in accordance with a modulation scheme; and
- transmitting each of said U substreams to one different transmission antenna.

[0012] Therefore, there is only needed one unique encoder receiving the databits stream from a upper layer which allows the increase of the capacity and the robustness.

[0013] The encoder can be any kind of encoder: turboencoder, Low Density Parity Check (LDPC) encoder or convolutional encoder for directly producing the different substreams. Preferably, the process involves a specific encoder, based on a convolutional encoder, which provides great simplicity.

[0014] In one particular embodiment, the different sub streams are random interleaved, random spread and BPSK modulated.

[0015] In the receiver, the process involves the steps of:

- applying a bank of matched filters to the received signals in order to generate first statistics of the said U sub-streams;
- applying a controllable iterative interference cancellation process in order to suppress Intersymbol Interference (ISI) and Self-MAI (Multiple Access Interference) from said first statistics,
- de-interleaving each of said U sub- streams ;
- applying a parallel to serial converter to the de-interleaved sub-streams;
- applying a decoder
- applying a feedback loop fed with the output of said decoder in order to control said interference cancellation process from the output of said decoder.

[0016] In one preferred embodiment, the first statistics are generated during the first iteration of said bank of matched filters.

[0017] Preferably, the feedback loop comprises a serial to parallel converter providing U substreams and, for each substream, a demodulation block and a interleaver corresponding to the interleaver used in the transmit process.

[0018] In a preferred embodiment, the decoder in the receiver is a VITERBI decoder and the feedback loop involves a weighting mechanism.

[0019] The invention is well suited for the realization of a communication system having one or more antennas at both the transmitter and receiver. Particularly, the receiver may be a UMTS TDD mobile receiver.

## Description of the drawings

[0020] An embodiment of the invention will now be described, by way of example only, with reference to the accompanying drawings, wherein:

Figure 1 a illustrates a communication channel based on one unique antenna for the transmitter and one for the receiver.

Figure 1b illustrates the principle of a known prior art technique based on transmission and reception diversity.

Figure 2 illustrates the general architecture of the transmitter in accordance with the present invention.

Figure 3 illustrates the general architecture of the receiver.

Figure 4a shows a simulation for an encoder having a rate of  $\frac{1}{2}$ , two antennas for the transmitter and one for the receiver (2Tx, 1 Rx) and a Spreading Factor (SF) equal to 16, with a single path channel and two iterations.

[0021] Figure 4b shows a simulation for an encoder with a rate of  $\frac{1}{2}$  on a frequency selective channel, with two antennas for the transmitter and one for the receiver (2Tx + 1 Rx), and a spreading factor (SF) equal to 1, with a single path channel and 10 iterations.

[0022] Figure 4c shows a simulation for an encoder with a rate of  $\frac{1}{2}$  with two antennas for the transmitter and one for the receiver (2Tx + 1 Rx), and a spreading factor (SF) equal to 16, with two paths and two iterations.

[0023] Figure 4d shows a simulation for an encoder with a rate of  $\frac{1}{2}$  with two antennas for the transmitter and one for the receiver (2Tx + 1 Rx), and a spreading factor (SF) equal to 16, with two paths and ten iterations.

[0024] Figure 4e shows a simulation with an encoder having a rate of  $\frac{1}{4}$  with four antennas for the transmitter and one for the receiver (4Tx + 1 Rx), and a spreading factor (SF) equal to 16, with one single path and 2 iterations.

[0025] Figure 4f shows a simulation with an encoder having a rate of  $\frac{1}{4}$  with four antennas for the transmitter and

one for the receiver ( $4T_x + 1 R_x$ ), and a spreading factor (SF) equal to 1, with one single path and 10 iterations.

[0026] Figure 4g shows a simulation with an encoder having a rate of  $\frac{1}{4}$  with four antennas for the transmitter and one for the receiver ( $4T_x + 1 R_x$ ), and a spreading factor (SF) equal to 16, with two paths and 2 iterations.

[0027] Figure 4h shows a simulation with an encoder having a rate of  $\frac{1}{4}$  with four antennas for the transmitter and one for the receiver ( $4T_x + 1 R_x$ ), and a spreading factor (SF) equal to 1, with two paths and 10 iterations.

[0028] Figure 4i shows a simulation with an encoder having a rate of  $\frac{1}{2}$  with two antennas for the transmitter and two for the receiver ( $2T_x + 2R_x$ ), and a spreading factor (SF) equal to 16, with one single path and 2 iterations.

[0029] Figure 4j shows a simulation with an encoder having a rate of  $\frac{1}{2}$  with two antennas for the transmitter and two for the receiver ( $2T_x + 2R_x$ ), and a spreading factor (SF) equal to 1, with one single path and 10 iterations.

[0030] Figure 4k shows a simulation with an encoder having a rate of  $\frac{1}{2}$  with two antennas for the transmitter and two for the receiver ( $2T_x + 2R_x$ ), and a spreading factor (SF) equal to 1, with two paths and 10 iterations and beta weighting.

[0031] Figure 5 illustrates the preferred embodiment of the transmitter in a situation of transmission and reception diversity.

[0032] Figure 6 illustrates the preferred embodiment of the receiver using BPSK modulation and a parallel to serial converter 64.

[0033] Figure 7 illustrates an embodiment of the receiver using a weighting process for the iterative cancellor 82

[0034] Figure 8a shows one preferred embodiment of an encoder for a transmitter achieving encoding and multiplexing by two in order to generate two substreams.

[0035] Figure 8b shows one preferred embodiment of an encoder for the transmitter which achieves both encoding and multiplexing by three in order to generate three substreams.

## Description of the preferred embodiment of the invention

### I. General structure of the transmitter and receiver

#### 1.1. The Transmitter

[0036] Figure 2 illustrates the general structure of one transmitter which achieves transmission diversity in accordance with the present invention. Preferably, the transmitter will be adapted to the realization of a Universal Mobile Telecommunications system communication (U.M.T.S.) which, as known by the skilled man, is based on the direct sequence Code Division Multiplexing Access (C.D.M.A.) technique. As known by the skilled man, the UMTS standard is divided into two main technologies, namely, FDD and TDD. FDD (frequency division duplex) is based on DS-CDMA, and it is known as wideband CDMA or WCDMA. The other technology TDD (time division duplex) is based on a combination of CDMA and TDMA. Although the present description will be made in relation with UMTS-TDD, the skilled man will straightforwardly apply the teaching of the invention to UMTS-FDD as well. While CDMA is not part of this invention and will not be further developed, the reader will refer to the following technical references for more information about the CDMA concept:

Lee's Essentials of Wireless Communications , by Dr. William C.Y. Lee, Mc Graw-Hill;

CDMA systems Engineering Handbook , by Jhong S. Lee, Leonard E. Miller, 1998.

CDMA RF System Engineering, by Samuel C. Yang, 1998;

Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications , Savo Glisic, Branka Vucetic ; 1997;

CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication, Dr. Andrew VITERBI

Mobile Cellular Telecommunications Analog and Digital Systems, Dr William C. Y. Lee, McGraw Hill,

Mobile Communications Engineering , Dr William C. Y. Lee, McGraw Hill

[0037] The skilled man will straightforwardly apply the teaching of this invention to non UMTS communications. Further, while the invention is particularly fitted for the realization of mobile terminals, such as mobile telephones, it should not be limited to the transmission of voice signals.

[0038] The transmitter includes a set of  $U$  antennas for transmitting a single space time code symbol. An encoder 20, having a coding rate of  $K/V$ , receives the information bits  $b_1[n]$  of a main user data stream and produces a bit stream

which data rate is multiplied by a factor of  $V/K$ . Any type of encoder can be used for embodying encoder 20, and particularly a convolutional encoder, a turbo encoder or a Low Density Parity Check (LDPC) encoder. At the output of encoder 20, the bit stream is entered into a multiplexer 21 which achieves distribution of the bits between a set of  $U$  substreams.

**[0039]** Multiplexer 21 can be embodied in many different ways but is preferably arranged in order to generate a set of  $U$  substreams, the value of which being equal to  $V/U$  the original data rate of the bitstream entering the encoder 20.

**[0040]** In the remaining part of the description,  $K$  will be set to 1 and  $V$  will be equal to  $U$  so as the data rate of every substream (only two substreams being represented in figure 2) has exactly the same data rate than the original bitstream entering encoder 20. Each substream which is generated by multiplexer 21 is processed by an interleaver (resp. interleaver 22-1 to 22- $U$ ), and the interleaved substreams are then entered into an optional spreading element having a predefined spreading factor (resp. spreading element 23-1 to 23- $U$ ), followed by a linear modulator (resp. linear modulator 24-1 to 24- $U$ ). Interleavers 22-1 to 22- $U$  produce interleaving which is similar to that of the known Bit Interleaved Coded Modulation (B.I.C.M.) and, further, modulators 23-1 to 23- $U$  are preferably Binary Phase Shift Keying (B.P.S.K.) modulators. After the linear modulation, the  $U$  different substreams are respectively transmitted to the channel through their corresponding antennas (resp. antennas 25-1 to 25- $U$ ).

**[0041]** It can be seen that the transmitter achieves transmission diversity based on one unique encoder. Capacity and robustness are increased at the cost of a very simple system.

**[0042]** In one preferred embodiment, the multiplexer 21 and encoder 20 are embodied by one unique element, which is based on a convolutional encoder as illustrated in figure 8a and 8b.

**[0043]** Encoder 20 of Figure 8a is based on a bank 91 forming of a shift register having three taps. Two (modulo 2) adding block 92 and 93 are used for generating, from the contents of the said shift register, a set of two distinctive substreams. In one preferred embodiment, the adder 92 produces a first substream from generating polynom (1, 0, 1) (octal 5) while the adder 93 generates a second substream from generating polynom (1, 1, 1) (octal 7).

**[0044]** While, in the conventional way of realizing transmission diversity, the two substreams are combined by means of a serializer in order to produce a higher encoded data rate. In the particular embodiment of an encoding of  $1/V$ , each substream - having the same data rate than the original data stream - is directly forwarded to the corresponding transmitting antenna.

**[0045]** This permits to easily achieve encoder 20 and multiplexer 21 by means of one unique process. The main data stream provided by the upper layer can thus be directly processed in order to generate two distinctive substreams of encoded bits.

**[0046]** The structure of the transmitter is thus clearly simplified.

**[0047]** Alternatively, different generating codes can be used. Figure 8b shows another non restrictive example of one encoder 20 producing, via three generating words (1, 0, 1); (0, 1, 1) and (1, 1, 1) (i.e. a (3, 5, 7) encoder) a set of three distinctive substreams which can be directly transmitted to three different antennas. This unique encoder comprises shift registers 94 associated with modulo 2 adder elements 95, 96 and 97, each producing one distinct substream.

**[0048]** Other types of encoders can be used. For instance, a four state, memory 2, with code generators (5,7) or alternatively, a four states, memory two and code generators (5, 7, 7, 7), etc...

**[0049]** As described above, once generated, the  $U$  different substreams are random interleaved. It has been discovered by interleaving the  $U$  substreams significantly improves the transmission. They are then modulated, then spread and transmitted over independent flat or frequency selective channels. Additive White Gaussian Noise (AWGN) is added to the transmitted signals as well as the contribution of the other users.

## 1. 2 The receiver

**[0050]** Figure 3 illustrates the general structure of a receiver which is adapted to the transmitter of figure 2.

**[0051]** The receiver comprises a set of  $R$  antennas (resp. 30-1 to 30- $R$ ) and, in the front end, a bank of matched filters (BMF) 31 for producing a first statistics of the  $U$  transmitted sub-streams. In addition to the MF bank 31, the receiver further includes an unique interference canceller 32 which receives the  $U$  output  $z_1$  to  $z_U$  of BMF 31 and processes those so as to get rid of possible Intersymbol Interference (ISI) and Self-MAI (Multiple Access Interference). Interference canceller 32 is an iterative cancellor also receives  $U$  feedback values returned by a set of  $U$  feedback loops.

**[0052]** The  $U$  outputs generated by IC block 32 are respectively transmitted to a set of  $U$  de-interleaver (resp. 33-1 to 33- $U$ ), and then to a demultiplexer 34 - preferably a parallel to serial converter - for producing a serialized dataflow combining all the  $U$  substreams.

**[0053]** A decoder 35 then receives the output of parallel to serial converter 34 and decisions are then applied in order to generate the estimated values of the original bits. Preferably, decoder 35 is a hard type decoder, such as a Viterbi decoder for instance.

**[0054]** The output of the decoder 35 is also used for producing a set of  $U$  feedback loops which will be used for the

iteration process of the Interference cancellor 32. To achieve this, the output of the Viterbi decoder 35 is transmitted to a multiplexer 36 - preferably a serial to parallel converter - which produces again a set of U substreams, and each substreams is subject of a random interleaving through a corresponding interleaver (resp. Block 37-1 to block 37-U) and then to a linear modulator (resp. Block 38-1 to 38-U). Clearly, the interleavers 37-1 to 37-U as well as the linear modulator 38-1 to 38-U correspond to those of the transmitter of figure 2.

[0055] After the first iteration, the output signal of the matched filters feeds the Viterbi decoder 35 for an initial estimation of the information bits, which estimates are used for controlling IC block 32.

[0056] For the purpose of illustrating the effectiveness of the transmission process, there will be provided below some developments related to the signal modelisation.

## II. Signal modelisation

[0057] The signal modelisation below is based on the use of convolutional codes, random interleaving, random spreading, BPSK modulation as well as the use of a VITERBI decoder.

[0058] The system considers the information bits  $b[n]$  generated by a unique user (for clarity's sake but which could be extended to multiusers) is encoded by a convolutional code, which can be either rate  $R = 1/2$ , four states, memory two and code generators (5,7), or rate  $R = 1/4$ , four states, memory two and code generators (5,7,7,7). As mentioned earlier the encoded signal is divided into  $U$  substreams that are random interleaved and BPSK modulated. Let  $a[n]$  represents the  $n$ th symbol generated that belongs to the set  $\pm 1$ . Thus, the codeword after interleaving for the  $u$ th antenna is given by

$$\mathbf{a}_u = [a_u[0], a_u[1], \dots, a_u[N-1]]^T \quad (2.1.1)$$

[0059] The spreading sequence for the  $u^{\text{th}}$  antenna is represented as:

$$\mathbf{s}_u = [s_u[0], s_u[1], \dots, s_u[L-1]]^T \quad (2.1.2)$$

with unit energy :

$$\mathbf{s}_u^H \mathbf{s}_u = 1.$$

[0060] The transmitter filter  $\Psi(t)$  is a square root raised cosine pulse shape filter with a roll-off factor of 0.22. Thus the baseband signal representation is given by the following formula:

$$x_u(t) = \sqrt{\mathcal{E}_u} \sum_{n=0}^{N-1} a_u[n] \sum_{l=0}^{L-1} s_u[l] \psi(t - lT_c - nT) \quad (2.1.3)$$

[0061] Where  $\mathcal{E}_u$  is the symbol energy,  $L$  is the processing gain,  $T$  is the symbol period, and  $T_c$  is the chip time.

[0062] The transmitted signals undergo either flat or frequency selective fading channels given by :

$$h_u(t) = \sum_{p=0}^{P_u-1} c_{u,p} \delta(t - \tau_{u,p}) \quad (2.1.4)$$

[0063] Where  $P_u$  is the number of resolvable fading paths,  $\tau_{u,p}$  is the  $p^{\text{th}}$  path, and  $c_{u,p}$  is the  $p^{\text{th}}$  path coefficient, which is assumed to follow a Rayleigh distribution in amplitude and uniform distribution in phase with negligible Doppler and angular spread.

[0064] The signals which are received in the receiver of figure 3 can be written as the convolution of the linear superposition of U transmitted signals with the channel impulse response  $h_u(t)$ :

$$y(t) = \sum_{u=1}^U \int_{-\infty}^{+\infty} x_u(\tau) h_u(t - \tau) d\tau + \nu(t) \quad (2.1.5)$$

$$= \sum_{u=1}^U \sum_{n=0}^{N-1} a_u[n] g_u(t - nT) + \nu(t) \quad (2.1.6)$$

where  $\nu(t)$  is the Gaussian noise and  $g_u(t)$  represents the overall channel impulse response for the  $u^{\text{th}}$  sub-stream and can be written as:

$$g_u(t) = \sqrt{\mathcal{E}_u} \sum_{l=0}^{L-1} s_u[l] \sum_{p=0}^{P_u-1} c_{u,p} \psi(t - lT_c - \tau_{u,p}) \quad (2.1.7)$$

and represents the overall channel impulse response for the  $u^{\text{th}}$  sub-stream.

[0065] The discrete time representation of the received signal is obtained by sampling at rate  $W/T_c$  such that satisfies the Nyquist criterion. The pulse shape is constrained to last  $20 T_c$ , where most the energy is concentrated. Furthermore, the finite support of this pulse shape in convolution with the channel impulse response having a delay spread  $T_m$ , and the spreading sequence corresponding to the  $u^{\text{th}}$  antenna is defined to last  $N_g$  samples over 1 symbol period. Thus,

$$\mathbf{g}_u = [g_u[0], \dots, g_u[N_g - 1]]^T \quad (2.1.8)$$

Finally, the discrete time received signal samples can be stack as

$$\mathbf{y}_l = \sum_{u=1}^U \mathbf{G}_{u,l} \mathbf{a}_u + \boldsymbol{\nu} = \mathbf{G}_l \mathbf{a} + \boldsymbol{\nu} \quad (2.1.9)$$

where the subscript  $l$  denotes the  $l^{\text{th}}$  antenna at the receiver, and

$$\mathbf{G}_l = [\mathbf{G}_{1,l}, \dots, \mathbf{G}_{U,l}] \quad (2.1.10a)$$

$$\mathbf{a} = [\mathbf{a}_1^T, \dots, \mathbf{a}_U^T] \quad (2.1.10b)$$

So that, the received signal at the  $l^{\text{th}}$  antenna at the receiver is given by

$$y_l = \mathbf{G}_l \mathbf{a} + \nu_l \quad (2.1.11)$$

where  $\mathbf{y}_l$  has dimensions  $((N-1)LW + N_g) \times 1$ ,  $\mathbf{G}_l$  has dimensions  $((N-1)LW + N_g) \times UN$ ,  $\mathbf{a}$  has dimensions  $UN \times 1$  and contains the concatenation of the space-time codewords, and  $\nu_l$  has distribution

$$\mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}).$$

5 Collecting the signals for  $R$  antennas at the receiver, the total received signal is given by

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_R^T]^T = \left[ (\mathbf{G}_1 \mathbf{a} + \boldsymbol{\nu}_1)^T, \dots, (\mathbf{G}_R \mathbf{a} + \boldsymbol{\nu}_R)^T \right]^T \quad (2.1.12)$$

10 [0066] The received signal  $\mathbf{y}$  might be decoded at the receiver for the entire block length over all transmitted signals. The structure of the receiver illustrated in figure 3 substantially facilitates the processing of the received signals, based on linear filter 31 matched to either a flat or frequency selective channels, that produces the first statistics for every transmitted sub-stream and eventually used by a Viterbi decoder 35 estimate the information signal. As explained above, the estimated symbols are fed back to interference cancellation stage 32 that gets rid of ISI and self-MAI because of the independent spreading. Those more reliable signals are used again by the Viterbi decoder closing the iterative loop. After some iterations or performance criteria the final symbol estimates are delivered.

### 20 III. Receiver with one unique antenna

[0067] There will now be discussed one example of a receiver having one unique antenna receiving the signal  $y_1(t)$  (assumed to correspond to one unique user).

25 [0068] The bank of matched filters 31 produces the first statistics of the transmitted sub-streams:

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \Re \{ \mathbf{G}_1^H \mathbf{y}_1 \} \\ &= \Re \{ \mathbf{G}_1^H \mathbf{G}_1 \mathbf{a} + \mathbf{G}_1^H \boldsymbol{\nu} \} \\ &= \mathbf{R}_1 \mathbf{a} + \mathbf{v}_1 \end{aligned} \quad (3.1.1)$$

where

$$\mathbf{z} = [z_1^T, \dots, z_U^T]^T \quad (3.1.2a)$$

$$\mathbf{z}_u = [z_u[0], \dots, z_u[N-1]]^T \quad (3.1.2b)$$

$$\mathbf{R}_1 = \Re[\mathbf{G}_1^H \mathbf{G}_1] \quad (3.1.2c)$$

$$\mathbf{v}_1 = \Re[\mathbf{G}_1^H \boldsymbol{\nu}] \quad (3.1.2d)$$

50 [0069] Particularly, the matched filter output for the  $u^{\text{th}}$  sub-stream at time  $n$  is given by:

55



$$z_u[n] = |g_u|^2 a_u[n] + \underbrace{\sum_{\substack{d=-D \\ d \neq 0}}^D r_{u,u}[d] a_u[n+d]}_{\text{ISI}} + \underbrace{\sum_{\substack{v=0 \\ v \neq u}}^{U-1} \sum_{d=-D}^D r_{u,v}[d] a_v[n+d]}_{\text{self-MAI}} + v_u[n] \quad (3.1.3)$$

where

$$D = \lfloor \frac{N_g}{LW} \rfloor$$

and the cross correlation coefficients between sub-streams are given by :

$$r_{u,v}[j-i] = R_{u,v}[i,j] \quad (3.1.4a)$$

$$R_{u,v} = \text{Re}[G_u^H G_v] \quad (3.1.4b)$$

is a (u, v) block of  $R_1$  with size  $N \times N$ .

**[0070]** In the first iteration, the output signal of the matched filters 31 feeds the Viterbi decoder 35 for an initial estimation of the information bits. These initial estimates  $\hat{a}^{(m)}[n]$  are fed back into IC block 32 in order to get rid of the possible ISI and self-MAI, and thus produces the following output:

$$z_u^{(m)}[n] = z_u[n] - \left( \sum_{\substack{d=-D \\ d \neq 0}}^D r_{u,u}[d] \hat{a}_u^{(m)}[n+d] + \sum_{\substack{v=0 \\ v \neq u}}^{U-1} \sum_{d=-D}^D r_{u,v}[d] \hat{a}_v^{(m)}[n+d] \right) \quad (3.1.5a)$$

**[0071]** More explicitly,

$$z_u^{(m)}[n] = |g_u|^2 a_u[n] + \zeta_u^{(m)}[n] + v_u[n] \quad (3.1.5b)$$

**[0072]** Where

$$\zeta_u^{(m)}[n] = \sum_{\substack{d=-D \\ d \neq 0}}^D r_{u,u}[d] (a_u[n+d] - \hat{a}_u^{(m)}[n+d]) + \sum_{\substack{v=0 \\ v \neq u}}^{U-1} \sum_{d=-D}^D r_{u,v}[d] (a_v[n+d] - \hat{a}_v^{(m)}[n+d]) \quad (3.1.5c)$$

and m corresponding to the iteration step.

**[0073]** Figure 4A to 4k are illustrative charts of typical simulation of the results obtained with the receiver of figure 3.

**[0074]** With respect to figures 5 and 6 there will now be described the situation of the Multiple Input Multiple Output Channel (MIMO). In this situation, the information bits are encoded into U sub-streams and sent through U different antennas. These transmitted signals undergo independent channels and are eventually received by R antennas at the receiver.

## IV. Receiver with multiple antennas - MIMO Channel

[0075] The MIMO channel is assumed to be high rank, i.e., a rich scattering environment surrounds both transmitter and receiver, the channel coefficients are uncorrelated complex Gaussian random variables with negligible Doppler and angle spread the eigenvalues of the correlation matrix of the MIMO channel follows the Wishart distribution. Finally, the MIMO channel is assumed block fading, the channel coefficients are constant in a codeword. The transmission chain can be seen as a serially concatenated communication system as illustrated in Figure 5. The convolutional code is the outer encoder, whose output is randomly interleaved. The combination of the different blocks in convolution with the different channels can be seen as an encoder, the inner encoder in fact. Thus, it can be seen that the the receiver develops an iterative joint equalization/decoding algorithm from the iterative algorithm for decoding of a serially concatenated coded system. As shown in Figure 2.3, the MIMO soft output decoder is an interference cancellation stage that can cope with ISI, self-MAI, and MAI in the multiuser case, such that equalization and interference cancellation is performed. Now, the binary soft output decoder for the outer encoder is an APP algorithm, normally the BCJR algorithm. In order to save complexity at the receiver, a Viterbi algorithm with hard-output is preferably employed. Simulation results has proven that the penalty paid by not feeding back extrinsic information is not critical.

[0076] The MIMO channel will be particularly described in reference with the preferred embodiments shown in figures 5 and 6. Referring to figure 5, the U substreams which are generated by convolutional encoder 51 - similar to encoder 21 described precedently - are independently interleaved (resp. by means of elements 52-1 to 52-u), then spread by an independant random sequence through spreading blocks 53-1 to 53-u, then BPSK modulated (resp. by means of Blocks 54-1 to 54-u). These U sub-streams are then transmitted over independent flat or frequency selective channels and then received, in the receiver, via r different antennas. This situation of transmission diversity combined with reception diversity results in a set of uxr blocks 55-n-m, with n = 1 to u and m=1 to r, and figure 5 illustrates, for the sake of clarity, the radio channel impulse response of the channel for the first and u<sup>th</sup> sub-stream, respectively received by the 1 and u<sup>th</sup> antenna.

Figure 6 shows the preferred embodiment of the receiver, adapted to a set of R antennas 69-1 to 69-r (only two antennas being represented in the figure). The R antennas feed a Bank of Matched filters 61 which produce, as above, a first estimate of the U sub-streams z<sub>1</sub> to z<sub>U</sub>. Those first estimates are deinterleaved, demultiplexed, and finally decoded. Then, the matched filters are not employed in the algorithm anymore. The matched filter outputs are used in the first iteration. After the first decoding, we have an estimate of the information bits. These estimates of information bits are re-encoded, re-multiplexed, re-interleaved, and re-modulated in order to produce an estimate of the U transmitted sub-streams. These U estimated substreams are used by the parallel interference cancellation stage, etc.

[0077] The U sub-streams are processed by an iterative interference canceller 62 which suppresses ISI and SELF - MAI components and outputs a clearer version of the U interleaved substreams. Those are forwarded to the corresponding interleavers (resp. 63-1 to 63-U), the output of which is then forwarded to a parallel to serial converter 64 and then to a decoder - for instance a Viterbi decoder again - for the purpose of producing decisions on the received symbols. Similarly to the one-antenna receiver, the output of the Viterbi decoder is used in a feedback loop which produces, via a serial to parallel converteur 66, a set of U de-interleaver 67-1 to 67-U and then a set of demodulator blocks 68-1 to 68-U, a set of feedback values which are used by the IC block 62 for the next iteration.

[0078] The concatenation of the received signal accross R antennas is given by the formula below:

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_R^T]^T = \left[ (\mathbf{G}_1 \mathbf{a} + \mathbf{v}_1)^T, \dots, (\mathbf{G}_R \mathbf{a} + \mathbf{v}_R)^T \right]^T \quad (2.1.12)$$

[0079] Thus assuming that the receiver has knowledge of the channel state information, and applying Maximum Ratio Combining (MRC) to the output of matched filters 61, the first statistics are calculated by

$$\mathbf{z} = \Re [\mathbf{G}^H \mathbf{y}] \quad (3.2.1a)$$

$$\mathbf{z} = \Re [\mathbf{G}_1^H \mathbf{G}_1 \mathbf{a} + \mathbf{v}_1] +, \dots, + \Re [\mathbf{G}_R^H \mathbf{G}_R \mathbf{a} + \mathbf{v}_R] \quad (3.2.1b)$$

[0080] This assumption can be made because the UMTS-TDD standard provides the channel estimation algorithm that estimates the radio channels.

[0081] The antennas at the receiver are assumed to be separated several wavelengths such that there is no correlation between the received signals. Then, every antenna receives a replica of the transmitted signal but undergoing independent channels so that a MIMO configuration is actually created.

[0082] As mentioned above, different types of decoders can be used. Preferably, hard type decoders are favored since they only need approximately half the processing power required by a soft output decoder like a BCJR algorithm for instance.. However, it should be noticed that the invention can well be applied even if decoder 35 or 65 is a soft type decoder.

[0083] The hard type decoder is clearly advantageous when only limited processing resources are available in the receiver. With respect to figure 7, there will now be described how one can improve the performance on convergence on the receiver. This is achieved by means of a weighting mechanism of the feedback loop used by the iterative process of the IC 32 and decoder 62.

[0084] The signals at the output of the Viterbi decoder can be weighted depending on the reliability of the estimated symbols.

[0085] The structure of such a decoder is illustrated in figure 7 . The antennas feed, as previously, a Bank of Matched filters 81 producing the the U sub-streams  $z_1$  to  $z_U$  which are then processed by an iterative interference canceller 82 for the purpose of suppressing ISI and SELF - MAI components. The U interleaved substreams produced by interference canceller 82 are each forwarded to an associated interleavers (resp. 83-1 to 83-u), the output of which is then forwarded to a parallel to serial converter 84 and then to VITERBI decoder 85, the output of which is used in a feedback loop producing, via a serial to parallel converter 86, a set of U de-interleaver 87-1 to 87-U and then a set of U BPSK demodulation blocks 88-1 to 88-U, , and weighting blocks (resp. 89-1 to 89-u) a set of feedback values which are used by IC block 82 for the next iteration.

[0086] As explained above, weighting blocks 89-1 to 89-u enhances the decision mechanism of the Viterbi decoder. A criteria to calculate those weights is taken by minimizing the symbol error probability at the output of the Viterbi decoder. Now, because the different transmitted substreams undergo different channels, the received SNR's per sub-stream are different. Here, two possible criteria are proposed, based on the union bound as a function of the received SNR's and multivariate weight enumerator function of the code employed. In one embodiment there is computed the symbol error probability at the output of the decoder as a function of these U S/NR's at the input of the decoder. Alternatively, there is computed an union bound on the average error rate in function of the multivariate weight enumerator function of the code employed. Afterwards a large system analysis of the system is applied to compute the weighting factor given by equation 3.3.4

## Claims

1. Process for transmitting and receiving information through a wireless communication channel comprising the steps of:

- receiving a stream of databits of a given data rate
- applying one unique encoder for generating an encoded data stream;
- multiplexing said encoded data stream for the purpose of creating U different sub streams;
- interleaving each of said sub stream;
- modulating each of said U sub streams in accordance with a modulation scheme; and
- transmitting each of said U substreams to one different transmission antennas.

2. Process according to claim 1 **characterized in that** it further involves the step of randomly spreading said modulated sub streams before their transmission through said antennas.

3. Process in accordance with claim 1 **characterized in that** said unique encoder is a turboencoder, a LDBD encoder or a convolutional encoder based encoder.

4. Process in accordance with claims 1 characterized said encoding and said multiplexing are achieved by means of a unique convolutional process which directly generates a set of U sub streams.

5. Process according to anyone of the preceding claims **characterized in that** it involves, in the receiver, the steps of:

- applying a bank of matched filter to the received signals in order to generate a first statistics of the said U sub-

streams;

- applying a controllable iterative interference cancellation process in order to suppress ISI and Self-MAI from said first statistics;
- de-interleaving each of said U sub-streams ;
- applying a parallel to serial to the de-interleaved sub-streams;
- applying a decoder
- applying a feedback loop to said interference cancellation process from the output of said decoder.

6. Process according to claim 4 **characterized in that** said feedback loop comprises a parallel to serial converter providing U substreams and, for each substream, a demodulation block and an interleaver corresponding to the interleaver used in the transmit process.

7. Process according to claim 5 **characterized in that** said decoder is a Viterbi decoder or a BCJR decoder.

8. Process according to anyone of the preceding claim **characterized in that** the receiver includes at least one antenna.

9. Process according to claim 6 **characterized in that** the feedback loop is weighted.

10. Receiver for a communication system comprising

- one bank of matched filters for generating U substreams from the received signals
- one unique interference canceller receiving n substreams, producing U outputs; each output going to one de-interleaver;
- parallel to serial converter receiving the output of said de-interleavers
- one decoder (iether hard or soft) receeving the otput of said parallel to serial converter;
- one unique feedback loop providing a set of U substreams with each substream being used for controlling said interference canceller

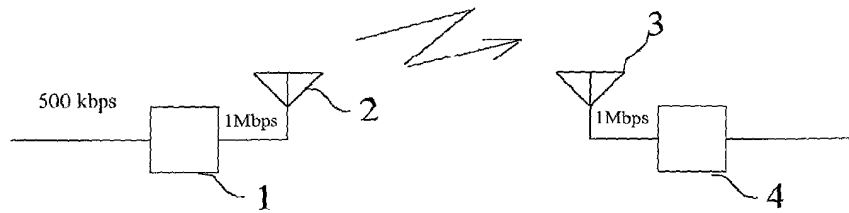
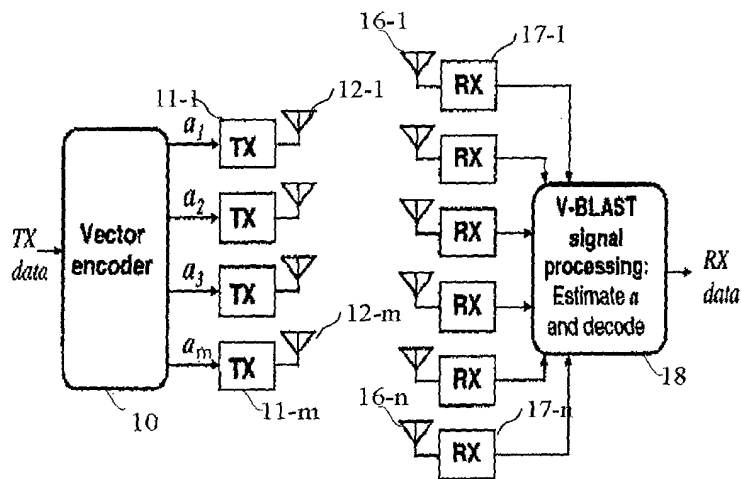


Fig. 1a



Vector symbol:  $\mathbf{a} \equiv (a_1, a_2, a_3, a_4)^T$

Number of transmitters:  $M$

Number of receivers:  $N$

Fig. 1b

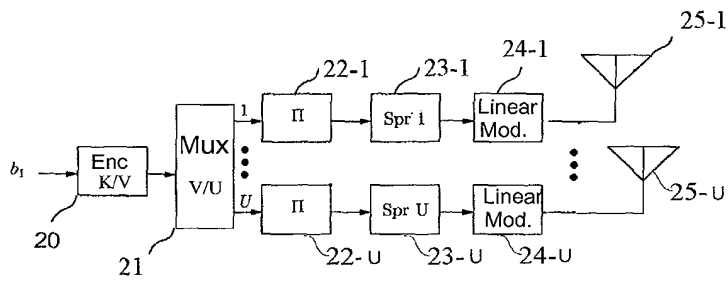


Fig. 2

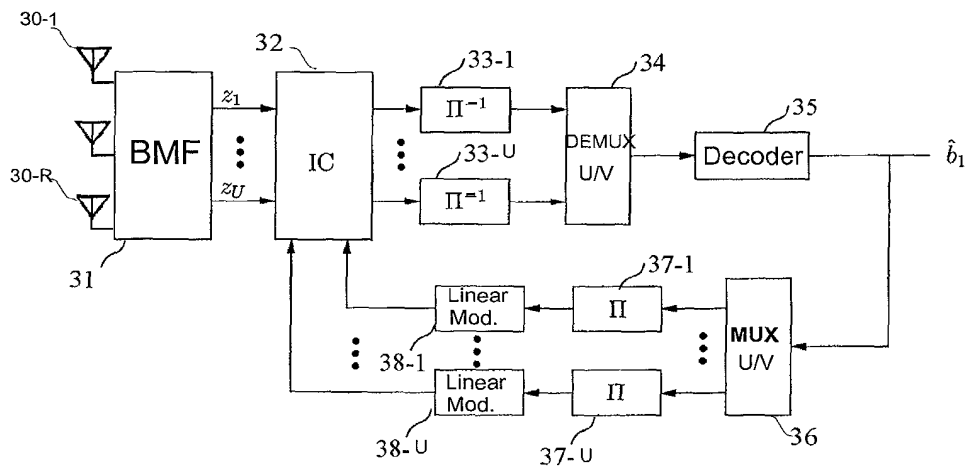
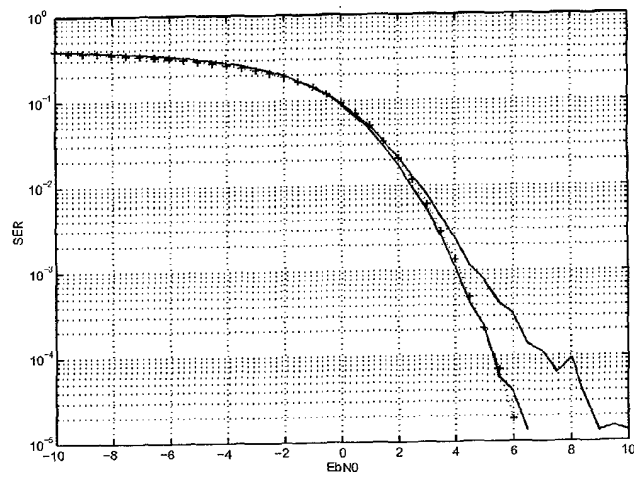
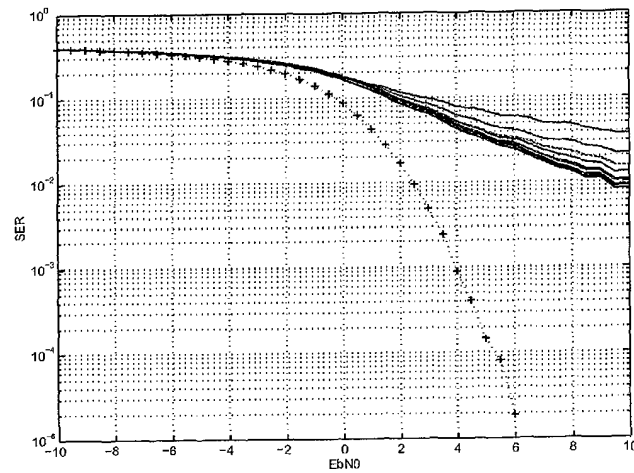


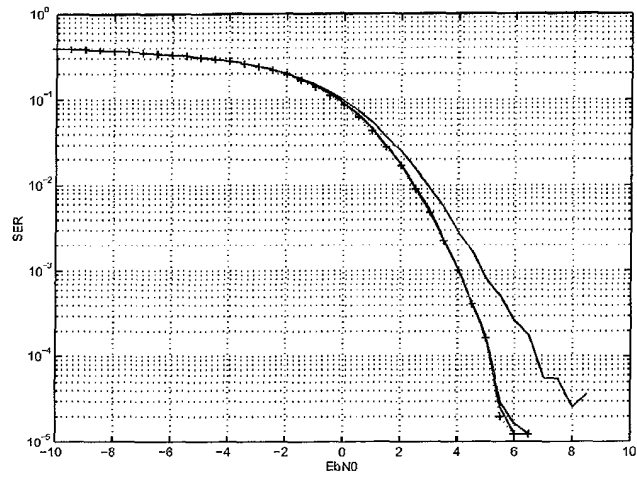
Fig. 3



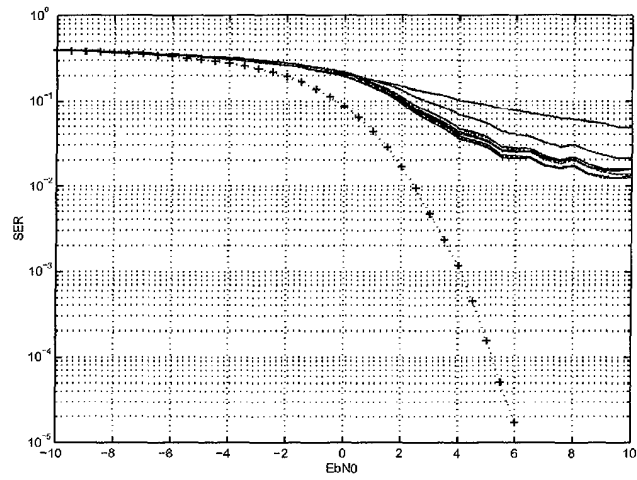
**Fig. 4a**



**Fig. 4b**

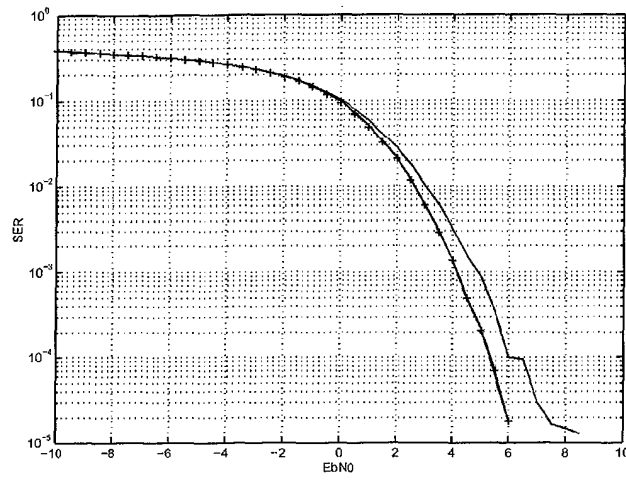


**Fig. 4c**

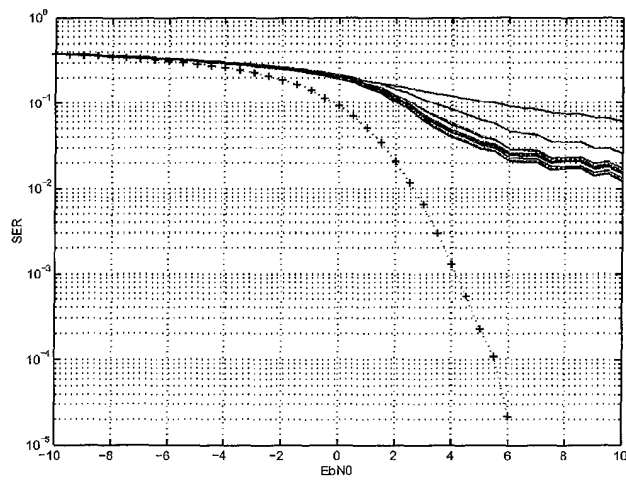


**Fig. 4d**

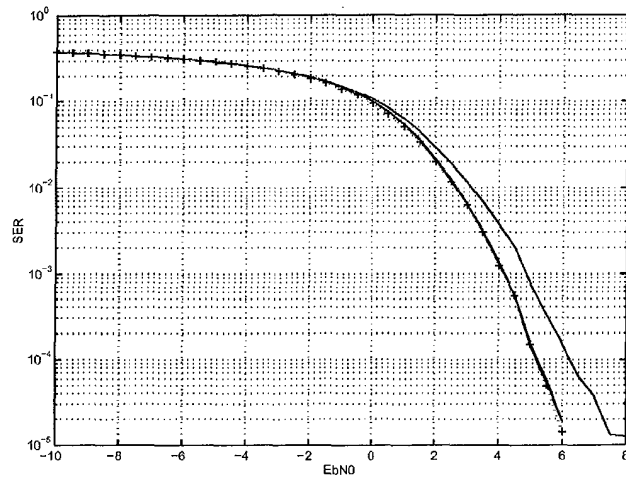




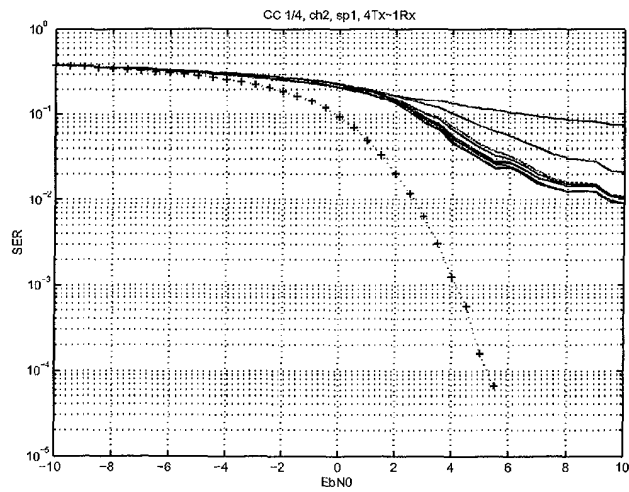
**Fig. 4e**



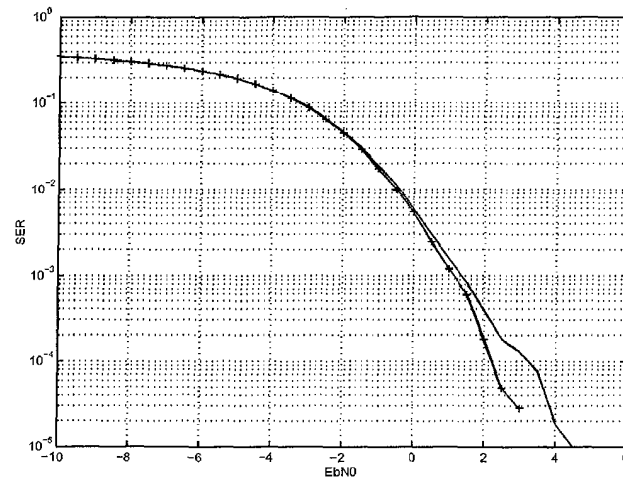
**Fig. 4f**



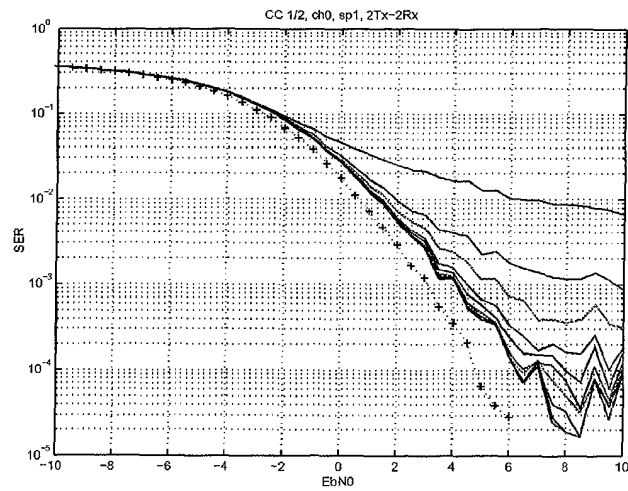
**Fig. 4g**



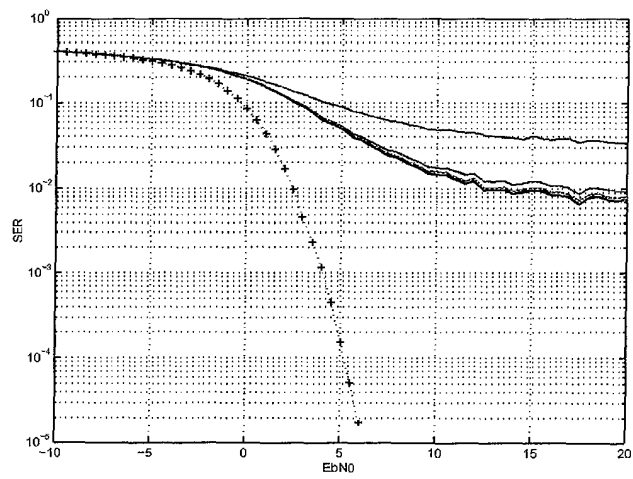
**Fig. 4h**



**Fig. 4i**



**Fig. 4j**



**Fig. 4k**

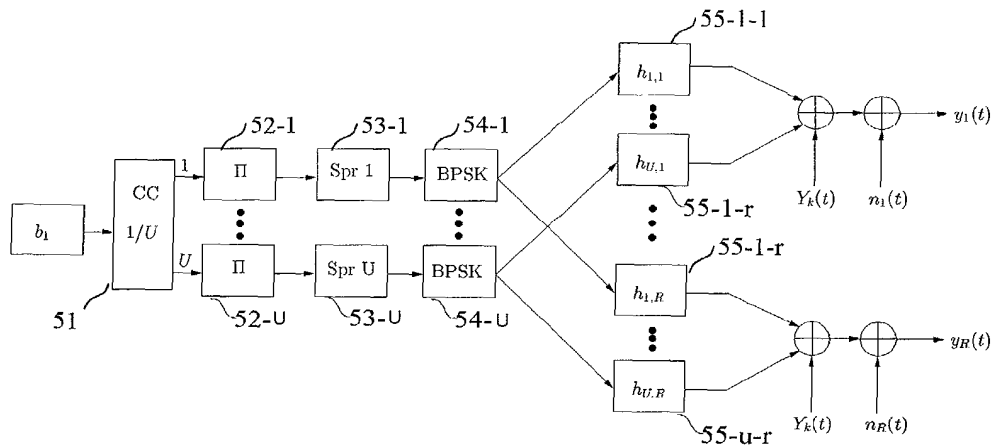


Fig. 5

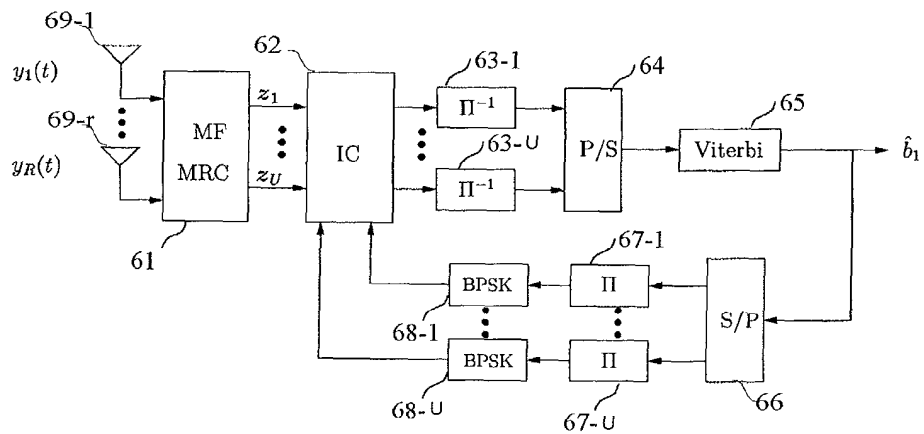


Fig. 6

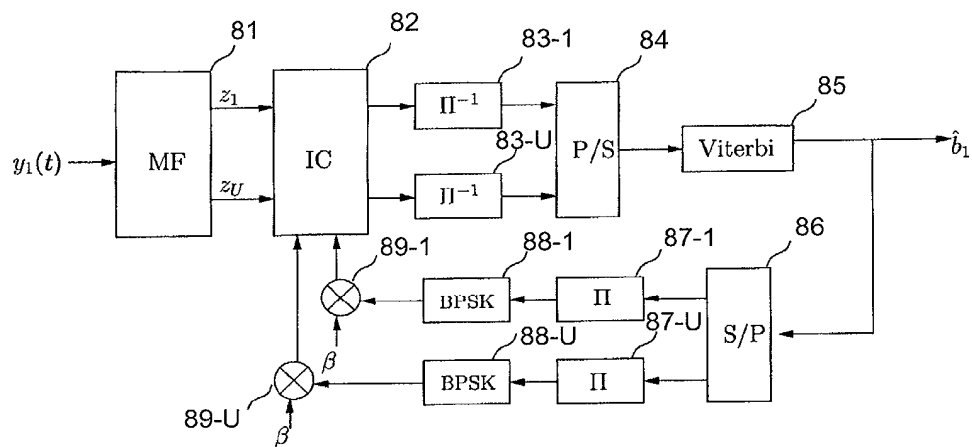


Fig. 7

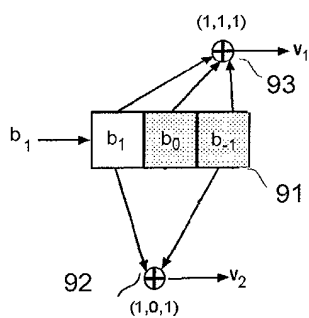


Fig. 8a

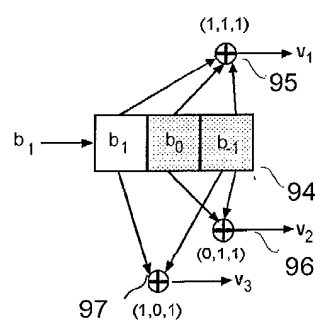


Fig. 8b



European Patent  
Office

# EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number  
EP 03 36 8015

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
X	US 6 356 528 B1 (LUNDBY STEIN S ET AL) 12 March 2002 (2002-03-12)	1-4,8	H04L1/06
Y	* the whole document *	5-7,9	H04L1/00
	---		H04B7/08
X	YONG W ET AL: "MULTIUSER DETECTOR WITH TRANSMIT DIVERSITY IN THE CONVOLUTIONALLY CODED DS/CDMA SYSTEMS" VTC 2000-SPRING. 2000 IEEE 51ST. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE PROCEEDINGS. TOKYO, JAPAN, MAY 15-18, 2000, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 3. CONF. 51, 15 May 2000 (2000-05-15), pages 552-555, XP000970680 ISBN: 0-7803-5719-1 * the whole document *	1-4,8	H04B7/06
	---		
X	ABE T ET AL: "Space-time turbo equalization and symbol detection in frequency selective MIMO channels" VTC FALL 2001. IEEE 54TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. PROCEEDINGS. ATLANTIC CITY, NJ, OCT. 7 - 11, 2001, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 4. CONF. 54, 7 October 2001 (2001-10-07), pages 1230-1234, XP010562628 ISBN: 0-7803-7005-8 * the whole document *	10	
	---		
Y	* the whole document *	5-7,9	
	-----		
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search <b>THE HAGUE</b>		Date of completion of the search <b>5 September 2003</b>	Examiner <b>Toumpoulidis, T</b>
<p><b>CATEGORY OF CITED DOCUMENTS</b></p> <p>X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document</p> <p>T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons ..... &amp; : member of the same patent family, corresponding document</p>			

EPO FORM 1503 03/02 (P4/C01)







# Espacenet

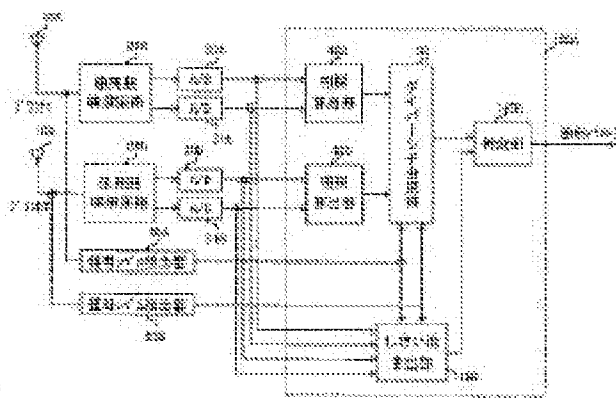
## Bibliographic data: JP 10303794 (A)

### KNOWN SYSTEM DETECTOR

**Publication date:** 1998-11-13  
**Inventor(s):** SANO HIROYASU; UCHIKI TATSUYA; MIYAKE MAKOTO ±  
**Applicant(s):** MITSUBISHI ELECTRIC CORP ±  
**Classification:**  
     - international: H04B7/08; (IPC1-7): H04B7/08  
     - European:  
**Application number:** JP19970090681 19970409  
**Priority number(s):** JP19970090681 19970409; JP19970044003 19970227

### Abstract of JP 10303794 (A)

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To make it difficult to be affected by fluctuations of a reception signal level due to phasing and to satisfactorily detect a known system by providing a diversity synthesis means weighting a correlation value, in accordance with a signal level received at every branch and synthesizing weighting results. **SOLUTION:** Correlation calculation parts 40A and 40B calculate correlations between the in-phase/orthogonal components of the reception signals of respective branches 1 and 2 and the in-phase/orthogonal components in a known system. The correlation value which is an output is inputted to a diversity synthesis part 50. The diversity synthesis part 50 weights and adds the correlation value of the branches 1 and 2 by the signal level, being the outputs of the signal level detectors 60A and 60B. A judgment part 140A compares the synthesized correlation value obtained in the diversity synthesis part 50 with the size of the output of a threshold calculation part 150. Then, the position of the known system in a frame is known, based on the output of a judgment part 140A.



Last updated: 26.04.2011 Worldwide Database 5.7.23; 92p

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-303794

(43) 公開日 平成10年(1998)11月13日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 B 7/08

識別記号

F I

H 0 4 B 7/08

D

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願平9-90681

(22) 出願日 平成9年(1997)4月9日

(31) 優先権主張番号 特願平9-44003

(32) 優先日 平9(1997)2月27日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 佐野 裕康

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 打木 達也

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 三宅 真

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

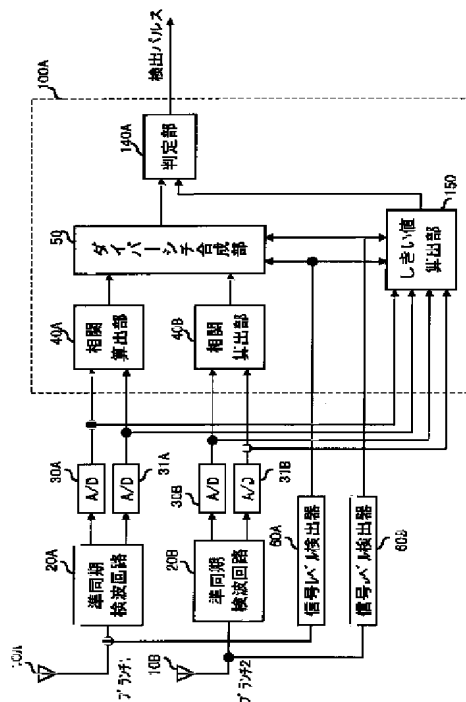
(74) 代理人 弁理士 宮田 金雄 (外2名)

(54) 【発明の名称】 既知系列検出器

(57) 【要約】

【課題】 周波数選択性フェージング下でも、精度よく既知系列を検出することを目的とする。

【解決手段】 複数のアンテナにより得られた複数の受信信号と既知系列との相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段により得られた複数のブランチの相関値を用いて、ブランチごとに受信される信号レベルに応じて、それぞれの相関値に重み付けを行い、これらの重み付け結果を合成するダイバーシチ合成手段と、既知系列を検出するためのしきい値としてブランチごとの受信信号電力に比例したものを算出するしきい値算出手段と、前記ダイバーシチ合成手段により得られたダイバーシチ合成後の相関値が、前記しきい値算出手段により得られたしきい値よりも大きいかどうか比較し、しきい値よりも大きい場合には、既知系列を検出したと判定する判定手段を備える。



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 複数のアンテナにより得られた複数の受信信号と既知系列との相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段により得られた複数のブランチの相関値を用いてダイバーシチ合成を行うダイバーシチ合成手段と、既知系列を検出するためのしきい値を算出するしきい値算出手段と、

前記ダイバーシチ合成手段により得られたダイバーシチ合成後の相関値が、前記しきい値算出手段により得られたしきい値よりも大きいかどうか判定する判定手段を備えることを特徴とする既知系列検出器。

【請求項2】 前記ダイバーシチ合成手段は、複数あるブランチの中で、受信信号レベルの一番大きいブランチの相関値を選択することを特徴とする請求項1記載の既知系列検出器。

【請求項3】 前記ダイバーシチ合成手段は、ブランチごとに受信される信号レベルに応じて相関値に重み付けを行い、これらの重み付け結果を合成することを特徴とする請求項1記載の既知系列検出器。

【請求項4】 前記ダイバーシチ合成手段は、一定の時間間隔で得られる相関値を、予め設定した時間の範囲内で重み付け合成することを特徴とする請求項1記載の既知系列検出器。

【請求項5】 前記相関算出手段は、ブランチごとの受信信号と既知系列との相関演算後に得られた相関値が予め設定したしきい値よりも小さい場合には、相関値を出力しないことを特徴とする請求項1記載の既知系列検出器。

【請求項6】 前記しきい値算出手段は、ブランチごとの受信信号電力に比例したものをしきい値として算出することを特徴とする請求項1記載の既知系列検出器。

【請求項7】 前記判定手段は、前記しきい値算出手段により得られたしきい値に一定量のオフセットを付加して判定を行うことを特徴とする請求項1記載の既知系列検出器。

【請求項8】 前記判定手段は、前記しきい値算出手段により得られたしきい値が予め設定された規定値よりも小さくなる場合には、しきい値として規定値を与えて判定を行うことを特徴とする請求項1記載の既知系列検出器。

【請求項9】 前記判定手段は、前記しきい値算出手段により得られたしきい値が予め設定された規定値よりも小さくなる場合には、既知系列が検出されても無効とすることを特徴とする請求項1記載の既知系列検出器。

**【発明の詳細な説明】****【0001】**

【発明の属する技術分野】この発明は、無線通信方式の分野における既知系列検出器に関するものである。

**【0002】**

【従来の技術】従来の既知系列検出器は例えば、文献「特開05-191208 適応等化器および受信機」に記載されている。以下、図を用いて従来技術の説明を行う。

【0003】従来の既知系列検出器の構成について図22を参照しながら説明する。ここでは、デジタル変調信号の一例として4値PSKの場合の構成について説明する。図において、10は受信装置におけるアンテナ部、20はアンテナで受信されたRF信号をベースバンド信号に変換する準同期検波部であり、30は準同期検波部出力である受信信号の同相成分をデジタル信号に変換するA/D変換器、31は準同期検波部出力である受信信号の直交成分をデジタル信号に変換するA/D変換器であり、100は送信されるフレーム内の既知系列を検出する既知系列検出器である。

【0004】図23は、図22の準同期検波部20の内部構成を示すブロック図である。21は受信信号とほぼ同じ周波数を有する発振器、22は発振器21の出力の位相を-90度位相をシフトする移相器、23は受信信号と発振器21の出力との乗算を行うことにより、受信信号の同相成分を取り出すために使用される乗算器、24は受信信号と移相器22の出力との乗算を行うことにより、受信信号の直交成分を取り出すために使用される乗算器、25は乗算器23の出力からベースバンド同相信号のみを抽出する低域通過フィルタ、26は乗算器24の出力からベースバンド直交信号のみを抽出する低域通過フィルタである。

【0005】図24は、図22の既知系列検出器100の内部構成を示すブロック図である。101はデジタル信号となった受信信号の同相成分と既知系列の同相成分との相関をとる相関器、102はデジタル信号となった受信信号の同相成分と既知系列の直交成分との相関をとる相関器、103はデジタル信号となった受信信号の直交成分と既知系列の直交成分との相関をとる相関器、104はデジタル信号となった受信信号の直交成分と既知系列の同相成分との相関を算出する相関器、110は相関器101の出力と相関器103の出力との加算を行う加算器、111は相関器102の出力と相関器104の出力との減算を行う減算器である。120は加算器110の出力を乗算する2乗回路、121は減算器111の出力を乗算する2乗回路、130は2つの2乗回路120、121の出力を加算する加算器、140は加算器130の出力である相関出力と予め設定されたしきい値との比較を行い、相関出力がしきい値以上となる場合に既知系列を検出したとして検出パルスを出力し、相関出力がしきい値よりも小さい場合には検出パルスを出力しない判定器である。

【0006】以下、図22、図23、図24を用いて既知系列検出器の動作について説明を行う。ここではデジタル変調信号の一例として4値PSKの場合について説明する。受信したRF信号は、準同期検波部20にお

いて準同期検波され、同相・直交成分のベースバンド信号に変換される。準同期検波された受信信号の同相・直

$$\begin{aligned} R(t) &= A(t) \exp \{j(\Delta \omega t + \theta(t) + \Delta \theta)\} \\ &= A(t) \{a(t) + j b(t)\} \exp \{j(\Delta \omega t + \Delta \theta)\} \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 $A(t)$ は振幅、 $\Delta \omega$ は受信信号の中心周波数と準同期検波用局部発振器との発振周波数差、 $\Delta \theta$ は受信信号と局部発振器出力との初期位相差、 $\theta(t)$ は変調成分、 $a(t)$ 、 $b(t)$ はそれぞれ同相、直交成分のベースバン

$$R(nT) = A(nT) \{a(nT) + j b(nT)\} \exp \{j(\Delta \theta)\} \quad (2)$$

【0007】 $R(nT)$ は既知系列検出器に入力される。既知系列検出器100に入力された $R(nT)$ の実部(同相成分)は図24示される相関器101および相関器102に入力される。一方、 $R(nT)$ の虚部(直交成分)は相関

$$K(i) = K_r(i) - j K_q(i) \quad (3)$$

ただし、 $i=1 \sim N$ 、 $N$ は既知系列長(シンボル)

ここで、 $K_r(i)$ は既知系列の同相成分の系列、 $K_q(i)$ は既知系列の直交成分の系列を示している。次に、時刻 $nT$ に

$$R_n(i) = A_n(i) \{a_n(i) + j b_n(i)\} \exp \{j(\Delta \theta)\} \quad (4)$$

【0009】既知系列検出器100では、(3)式と(4)式の複素相関演算に相当する処理が行われる。次式(5)にその処理を示す。

$$\begin{aligned} C_n &= Cr_n + jCq_n \\ &= \sum_{i=1}^N R_n(i) \cdot K(i) \\ &= \sum_{i=1}^N A_n(i) \{a_n(i) + j b_n(i)\} \exp \{j(\Delta \theta)\} \{K_r(i) - j K_q(i)\} \\ &= \{X_n + j Y_n\} \exp \{j(\Delta \theta)\} \end{aligned} \quad (5)$$

【0011】ここで、 $Cr_n$ 、 $Cq_n$ は、複素相関出力 $C_n$ の実部および虚部を示しており、また、式(5)の $X_n$ 、 $Y_n$ は次式(6)で表される。

$$\begin{aligned} X_n &= \sum_{i=1}^N A_n(i) \cdot \{a_n(i) \cdot K_r(i) + b_n(i) \cdot K_q(i)\} \\ Y_n &= \sum_{i=1}^N A_n(i) \cdot \{b_n(i) \cdot K_r(i) - a_n(i) \cdot K_q(i)\} \end{aligned} \quad (6)$$

【0013】ここで、 $C_n$ の実部( $Cr_n$ )および虚部( $Cq_n$ )は、加算器110の出力および減算器111の出力に対応している。 $C_n$ の実部( $Cr_n$ )および虚部( $Cq_n$ )は、それぞ

$$\begin{aligned} Z_n &= (Cr_n)^2 + (Cq_n)^2 \\ &= \{X_n \cos(\Delta \theta) - Y_n \sin(\Delta \theta)\}^2 + \{X_n \sin(\Delta \theta) + Y_n \cos(\Delta \theta)\}^2 \end{aligned} \quad (7)$$

【0014】ここで、説明を簡単にするため、受信信号には雑音がないものとし、既知系列 $K(i)$ は $K_r(i) = \pm 1$ 、 $K_q(i) = \pm 1$ 、 $i=1 \sim N$ であるものとする。また、受信信号の振幅が一定値 $A$ をとるもの( $A_n(i) = A$ )と

$$Z_{nc} = \{X_n \cos(\Delta \theta) - Y_n \sin(\Delta \theta)\}^2 + \{X_n \sin(\Delta \theta) + Y_n \cos(\Delta \theta)\}^2$$

交成分のベースバンド信号は、複素数表示で以下の式(1)ように示される。

ド信号である。簡単のため $\Delta \omega = 0$ で、 $A/D$ 変換器30、31はシンボルレートでナイキスト点でサンプリングされているとすると、 $A/D$ 変換器30、31の出力は次式(2)で示される。

器103および相関器104に入力される。

【0008】ここで、既知系列検出器100内部の相関器101、102、103、104において参照される既知系列 $K(i)$ を次式に示す。

において、相関器101、102、103、104内において $i$ 番目のシフトレジスタに蓄えられているデータを以下に示す。

【0010】

【数1】

【0012】

【数2】

れ2乗回路120、121において2乗される。得られた2つの2乗出力は、加算器130において加算される。加算器130の出力 $Z_n$ は次式で与えられる。

し、同相・直交成分がそれぞれ、 $a_n(i) = \pm 1$ 、 $b_n(i) = \pm 1$ 、 $i=1 \sim N$ であるとする、受信信号が既知系列と一致する場合の相関出力を $Z_{nc}$ とすると、相関出力 $Z_{nc}$ は、次式(8)のようになる

$$=4N^2A^2$$

【0015】得られた相関出力 $Z_n$ は、既知系列を検出したかどうか判定する判定器140に入力される。判定器140では、加算器130の出力である相関出力 $Z_n$ と予

$$D_T = 1 \quad (Z_n \geq D_{th}) \\ = 0 \quad (Z_n < D_{th})$$

以上の処理によって得られた判定器140の出力 $D_T$ に基づき、フレーム内の既知系列の位置を知り、フレーム同期制御が行われる。

#### 【0016】

【発明が解決しようとする課題】移動体通信の場合、周囲の建物や地形によって電波が反射、回折、散乱したりして、移動局には複数の伝送路を経た波（マルチパス波）が到来し、お互いに干渉するために受信波の振幅と位相がランダムに変動するレイリーフェージングが発生する。しかし、送信する情報量を増やすために伝送速度を高速にすると、移動局に到来する複数の波の遅延時間差が送信信号のシンボル長に対して無視できない大きさとなるため、伝送路は周波数選択性を持つ周波数選択性フェージングの影響を受ける。この影響を受けた受信波の各周波数成分の振幅や位相変動は、一様ではなくなり、伝送路特性は大幅に劣化する。周波数選択性フェージングの伝送路においては、到来する各波の信号振幅（直接波と遅延波の比）、遅延時間差およびその標準偏差を示す遅延広がり、周囲の地物により大きく影響を受けるため、一意に決まるものではない。周波数選択性フェージング対策として、一般的に適応等化器を用いてデータの復調が行われる。適応等化器の場合、フレーム内の既知系列（トレーニング系列）を用いて、伝送路の状態を推定し、受信信号の等化を行う。このため、受信側で既知系列の位置を知らなければならず、適応等化器を正常に動作させるためには、フレーム同期が確立している必要がある。しかし、フレーム同期が確立していない初期捕捉時およびハンドオフ時には既知系列の位置がわからないため、適応等化器を正常に動作させることは困難であるという課題があった。

【0017】また、フレーム同期が確立していない場合（非同期時）は、既知系列（トレーニング系列）の位置が判らないので、受信側では既知系列の位置を検出する機能が必要となる。しかし、周波数選択性フェージング下で高速な受信信号のレベル変動が発生している伝送路においては、適応等化器なしに送信されたデータを復調することは難しいため、既知系列を検出することは困難であるという課題があった。

【0018】さらに、非同期時には、フレーム同期を確立するために、一般に受信側では既知系列検出器（デジタル相関器等）により、既知系列を検出しながら受信フレーム位置のタイミング調整を行う。具体的に述べると、既知系列検出器において既知系列を1回検出すると、後に続く複数のフレームにおいて、この検出時間位

(8)

め設定されたしきい値 $D_{th}$ （一定）と比較される。ここで、判定器140は次式に従い、判定結果として検出パルス $D_T$ を出力する。

(9)

置と同一時間位置に、既知系列が連続検出できるようにフレーム同期のための制御が行われる。このフレーム同期制御時には、伝送路の状態や既知系列を検出する既知系列検出器の性能により、既知系列が来ているにもかかわらず既知系列が正規の位置で検出されなかったり（既知系列の不検出）、一方、送信バーストが到来していない場合や送信バーストが到来していてもフレーム内での送信情報部分などの既知系列が本来ない位置で検出（既知系列の誤検出）してしまうことがある。特に遅延広がり大きい周波数選択性フェージング伝送路の場合には、既知系列を不検出する割合（既知系列不検出率）が増大するため、既知系列不検出率を下げようとすると逆に既知系列を誤検出する割合（既知系列誤検出率）が増大するという問題がある。従って、フレーム内の正規の位置で既知系列が検出できないことにより、フレーム同期制御が正常に行えない、またはフレーム同期が確立するまでに時間がかかるという課題があった。

【0019】本発明は前記のような課題を解消するためになされたもので、前記レイリーフェージングおよび周波数選択性フェージングを総称するフェージング伝送路において、直接波と遅延波の比と、遅延広がり大きさにより、伝送路の状態が異なる場合でも、適応等化器を動作させることなく既知系列を精度良く検出できる既知系列検出器を得ることを目的とする。

【0020】また、移動体通信の場合、フェージングの影響を受けて受信信号レベルが大きく変動するが、このような場合でも正常にフレーム同期が確立できるように既知系列不検出率を抑えたとともに既知系列誤検出率を抑えられる既知系列検出器を得ることを目的とする。

#### 【0021】

【課題を解決するための手段】第一の発明に係わる既知系列検出器は、複数のアンテナにより得られた複数の受信信号と既知系列との相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段により得られた複数のブランチの相関値を用いてダイバーシチ合成を行うダイバーシチ合成手段と、既知系列を検出するためのしきい値を算出するしきい値算出手段と、前記ダイバーシチ合成手段により得られたダイバーシチ合成後の相関値が、前記しきい値算出手段により得られたしきい値よりも大きいかどうか判定する判定手段とを備えたものである。

【0022】第二の発明に係わる既知系列検出器は、複数あるブランチの中で、受信信号レベルの一番大きいブランチの相関値を選択するダイバーシチ合成手段を備えたものである。

【0023】第三の発明に係わる既知系列検出器は、ブランチごとに受信される信号レベルに応じて相関値に重み付けを行い、これらの重み付け結果を合成するダイバーシチ合成手段を備えたものである。

【0024】第四の発明に係わる既知系列検出器は、一定の時間間隔で得られる相関値を、予め設定した時間の範囲内で重み付け合成するダイバーシチ合成手段を備えたものである。

【0025】第五の発明に係わる既知系列検出器は、ブランチごとの受信信号と既知系列との相関演算後に得られた相関値が予め設定したしきい値よりも小さい場合には、相関値を出力しない相関算出手段を備えたものである。

【0026】第六の発明に係わる既知系列検出器は、ブランチごとの受信信号電力に比例したものをしきい値として用いるしきい値算出手段を備えたものである。

【0027】第七の発明に係わる既知系列検出器は、前記しきい値算出手段により得られたしきい値に一定量のオフセットを付加するして判定を行う判定手段を備えたものである。

【0028】第八の発明に係わる既知系列検出器は、前記しきい値算出手段により得られたしきい値が予め設定された規定値よりも小さくなる場合には、しきい値として規定値を与えて判定を行う判定手段を備えたものである。

【0029】第九の発明に係わる既知系列検出器は、前記しきい値算出手段により得られたしきい値が予め設定された規定値よりも小さくなる場合には、既知系列が検出されても無効とする判定手段を備えたものである。

#### 【0030】

##### 【発明の実施の形態】

実施の形態1．本実施の形態はBPSK(2相PSK)、QPSK(4相PSK)等に代表される位相変調信号を用いる受信装置において、送信された信号に含まれるフレーム同期制御等に用いられる既知系列を検出するものである。

【0031】図1に本実施の形態による4相PSK変調信号を用いるシステムにおける既知系列検出器の構成例を示す。図1において、10A、10Bは2ブランチダイバーシチを実現するための受信装置のアンテナ部、20A、20Bはアンテナで受信されたRF信号をベースバンド信号に変換する準同期検波部であり、30A、30Bは準同期検波部20A、20Bの出力である受信信号の同相成分をデジタル信号に変換するA/D変換器、31A、31Bは準同期検波部20A、20Bの出力である受信信号の直交成分をデジタル信号に変換するA/D変換器である。60Aはブランチ1で受信される信号レベルを検出する信号レベル検出器、60Bはブランチ2で受信される信号レベルを検出する信号レベル検出器、100Aはデジタル信号となった受信信号から既知系列を検出する既知系列検出部である。

【0032】さらに、既知系列検出部100Aは、以下のように構成される。40A、40Bは、デジタル信号となった受信信号の同相・直交成分と既知系列における同相・直交成分との相関を算出する相関算出部、50は、2ブランチ分の相関値を用いてダイバーシチ合成を行うダイバーシチ合成部、140Aはダイバーシチ合成部50の出力である合成後の相関値がしきい値以上となる場合に既知系列を検出したとして検出パルスを出力し、合成後の相関値がしきい値よりも小さくなる場合には、検出パルスを出力しない判定部、150はしきい値を算出するために2ブランチ分の受信電力を算出し、その電力値に比例したしきい値を算出するしきい値算出部である。

【0033】図2は、図1の相関算出部40Aおよび40Bの内部構成を示すブロック図である。101Aはデジタル信号となった受信信号の同相成分と既知系列の同相成分との相関をとる相関器、102Aはデジタル信号となった受信信号の同相成分と既知系列の直交成分との相関をとる相関器、103Aはデジタル信号となった受信信号の直交成分と既知系列の直交成分との相関をとる相関器、104Aはデジタル信号となった受信信号の直交成分と既知系列の同相成分との相関を算出する相関器、110Aは相関器101Aの出力と相関器103Aの出力との加算を行う加算器、111Aは相関器102Aの出力と相関器104Aの出力との減算を行う減算器である。120Aは加算器110Aの出力を乗算する2乗回路、121Aは減算器111Aの出力を乗算する2乗回路、130Aは2つの2乗回路120A、121Aの出力を加算する加算器である。なお、相関算出部40Bの内部構成は、上記相関算出部40Aと同一の構成であるため、説明を省略する。

【0034】図3は、図1のダイバーシチ合成部50の内部構成を示すブロック図である。51は相関算出部40Aから出力されるブランチ1の相関値と信号レベル検出器60Aから出力されるブランチ1の信号レベルとの乗算を行う乗算器、52は相関算出部40Bから出力されるブランチ2の相関値と信号レベル検出器60Aから出力されるブランチ2の信号レベルとの乗算を行う乗算器、53は乗算器51、52の出力を加算する加算器である。

【0035】図4は、図1のしきい値算出部150の内部構成を示すブロック図である。151Aは、ブランチ1のデジタル信号となった受信信号の同相成分を2乗する2乗回路、152Aは、ブランチ1のデジタル信号となった受信信号の直交成分を2乗する2乗回路、151Bは、ブランチ2のデジタル信号となった受信信号の同相成分を2乗する2乗回路、152Bは、ブランチ2のデジタル信号となった受信信号の直交成分を2乗する2乗回路である。また、160Aは、2乗回路151Aの出力と2乗回路152Aの出力を加算する加算

器、160Bは、2乗回路151Bの出力と2乗回路152Bの出力を加算する加算器、170Aは、加算器160Aの出力と信号レベル検出器60Aの出力との乗算を行う乗算器、170Bは、加算器160Bの出力と信号レベル検出器60Bの出力との乗算を行う乗算器、180は、乗算器170Aの出力と乗算器170Bの出力を加算する加算器である。190は、加算器180の出力の移動平均を算出する移動平均回路、171は、移動平均回路190の出力に予め設定された比例定数を乗算するための乗算器である。

【0036】図5は、図1の判定部140Aの内部構成を示すブロック図である。141はダイバーシチ合成部

$$\begin{aligned} R_1(t) &= A_1(t) \exp\{j(\Delta\omega t + \theta(t) + \Delta\theta_1)\} \\ &= A_1(t) \{a(t) + j b(t)\} \exp\{j(\Delta\omega t + \Delta\theta_1)\} \\ R_2(t) &= A_2(t) \exp\{j(\Delta\omega t + \theta(t) + \Delta\theta_2)\} \\ &= A_2(t) \{a(t) + j b(t)\} \exp\{j(\Delta\omega t + \Delta\theta_2)\} \end{aligned}$$

(10)

【0038】ここで、 $A_1(t)$ 、 $A_2(t)$ はブランチ1およびブランチ2の信号振幅、 $\Delta\omega$ は受信信号の中心周波数と準同期検波用局部発振器との発振周波数差、 $\Delta\theta$ は受信信号と局部発振器出力との位相差、 $\theta(t)$ は変調成分、 $a(t)$ 、 $b(t)$ はそれぞれ同相、直交成分のベースバンド信

50から出力される合成後の相関値としきい値算出部150から出力されるしきい値との比較を行い、その比較結果に基づき、既知系列検出パルスを出力する。

【0037】次に図1～図3を用いて本実施の形態の動作について説明する。ここではデジタル変調信号の一例として4値PSKの場合について説明する。2つのアンテナで受信したRF信号は、それぞれ準同期検波部20Aおよび20Bにおいて準同期検波され、同相・直交成分のベースバンド信号に変換される。準同期検波された2ブランチの受信信号の同相・直交成分のベースバンド信号 $R_1(t)$ 、 $R_2(t)$ は、それぞれ複素数表示で以下のように示される。

号である。簡単のため $\Delta\omega=0$ で、A/D変換器30A、30B、31A、31Bはシンボルレートでナイキスト点でサンプリングされているとすると、A/D変換器の出力は次式で示される。

$$\begin{aligned} R_1(nT) &= A_1(nT) \{a(nT) + j b(nT)\} \exp\{j(\Delta\theta_1)\} \\ R_2(nT) &= A_2(nT) \{a(nT) + j b(nT)\} \exp\{j(\Delta\theta_2)\} \end{aligned}$$

(11)

1)

【0039】得られた2ブランチの信号 $R_1(nT)$ 、 $R_2(nT)$ はそれぞれ相関算出部40A、40Bに入力される。相関算出部40Aに入力された $R_1(nT)$ の実部(同相成分)は図2に示される相関器101Aおよび相関器102Aに入力される。一方、 $R_1(nT)$ の虚部(直交成分)

$$K(i) = K_r(i) - j K_q(i)$$

ただし、 $i=1\sim N$ 、 $N$ は既知系列長(シンボル)である。式(12)において、 $K_r(i)$ は既知系列の同相成分の系列、 $K_q(i)$ は既知系列の直交成分の系列を示してい

$$R_{1n}(i) = A_{1n}(i) \{a_n(i) + j b_n(i)\} \exp\{j(\Delta\theta_1)\} \quad (13)$$

また、ブランチ2の場合もi番目のシフトレジスタに蓄えられているデータは、ブランチ1の場合と同様に次式

$$R_{2n}(i) = A_{2n}(i) \{a_n(i) + j b_n(i)\} \exp\{j(\Delta\theta_2)\} \quad (14)$$

【0040】ブランチ1の相関算出部40Aでは、(12)式と(13)式の複素相関演算が行われる。次式にその処理を示す。

は相関器103Aおよび相関器104Aに入力される。ここで、既知系列検出器100内部の相関器101A、102A、103A、104Aにおいて参照される既知系列 $K(i)$ を次式に示す。

(12)

る。次に、時刻 $nT$ において、ブランチ1の相関器101A、102A、103A、104A内においてi番目のシフトレジスタに蓄えられているデータを以下に示す。

で示される。

【0041】

【数3】

$$\begin{aligned}
C_{1n} &= Cr_{1n} + jCq_{1n} \\
&= \sum_{i=1}^N R_{1n}(i) \cdot K(i) \\
&= \sum_{i=1}^N A_{1n}(i) \cdot \{a_n(i) + jb_n(i)\} \cdot \exp\{j(\Delta\theta_1)\} \cdot \{K_r(i) - jK_q(i)\} \\
&= \{X_{1n} + jY_{1n}\} \cdot \exp\{j(\Delta\theta_1)\}
\end{aligned}
\tag{15}$$

【0042】ここで、 $Cr_{1n}$ 、 $Cq_{1n}$ は、ブランチ1の複素  
 相関出力 $C_{1n}$ の実部および虚部を示しており、また、  
 $X_{1n}$ 、 $Y_{1n}$ は次式で表される。

【0043】  
 【数4】

$$\begin{aligned}
X_{1n} &= \sum_{i=1}^N A_{1n}(i) \cdot \{a_n(i) \cdot K_r(i) + b_n(i) \cdot K_q(i)\} \\
Y_{1n} &= \sum_{i=1}^N A_{1n}(i) \cdot \{b_n(i) \cdot K_r(i) - a_n(i) \cdot K_q(i)\}
\end{aligned}
\tag{16}$$

【0044】ブランチ1と同様に、ブランチ2の相関算  
 出部40Bでは、(12)式と(14)式の複素相関演算が行わ  
 れる。次式にその処理を示す。

【0045】  
 【数5】

$$\begin{aligned}
C_{2n} &= Cr_{2n} + jCq_{2n} \\
&= \sum_{i=1}^N R_{2n}(i) \cdot K(i) \\
&= \sum_{i=1}^N A_{2n}(i) \cdot \{a_n(i) + jb_n(i)\} \cdot \exp\{j(\Delta\theta_2)\} \cdot \{K_r(i) - jK_q(i)\} \\
&= \{X_{2n} + jY_{2n}\} \cdot \exp\{j(\Delta\theta_2)\}
\end{aligned}
\tag{17}$$

【0046】ここで、 $Cr_{2n}$ 、 $Cq_{2n}$ は、ブランチ2の複素  
 相関出力 $C_{2n}$ の実部および虚部を示しており、また、  
 $X_{2n}$ 、 $Y_{2n}$ は次式で表される。

【0047】  
 【数6】

$$\begin{aligned}
X_{2n} &= \sum_{i=1}^N A_{2n}(i) \cdot \{a_n(i) \cdot K_r(i) + b_n(i) \cdot K_q(i)\} \\
Y_{2n} &= \sum_{i=1}^N A_{2n}(i) \cdot \{b_n(i) \cdot K_r(i) - a_n(i) \cdot K_q(i)\}
\end{aligned}
\tag{18}$$

【0048】ここで、 $C_{1n}$ の実部( $Cr_{1n}$ )および虚部( $Cq_{1n}$ )は、加算器110Aの出力および減算器111Aの出力に対応している。 $C_{1n}$ の実部( $Cr_{1n}$ )および虚部( $Cq_{1n}$ )は、それぞれ2乗回路120A、121Aにおいて

2乗される。得られた2つの2乗出力は、加算器130Aにおいて加算される。加算器130Aの出力であるブランチ1の相関値 $Z_{1n}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
Z_{1n} &= (Cr_{1n})^2 + (Cq_{1n})^2 \\
&= \{X_{1n} \cos(\Delta\theta_1) - Y_{1n} \sin(\Delta\theta_1)\}^2 \\
&\quad + \{X_{1n} \sin(\Delta\theta_1) + Y_{1n} \cos(\Delta\theta_1)\}^2
\end{aligned}
\tag{19}$$

9)

【0049】ブランチ1の相関値を算出する方法と同様

にブランチ2の相関値 $Z_{2n}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
Z_{2n} &= (Cr_{2n})^2 + (Cq_{2n})^2 \\
&= \{X_{2n} \cos(\Delta\theta_2) - Y_{2n} \sin(\Delta\theta_2)\}^2 \\
&\quad + \{X_{2n} \sin(\Delta\theta_2) + Y_{2n} \cos(\Delta\theta_2)\}^2
\end{aligned}
\tag{20}$$

【0050】2つのブランチの相関算出器40Aおよび

40Bの出力である相関値 $Z_{1n}$ 、 $Z_{2n}$ はダイバーシチ合成



部50に入力される。図3に示されるダイバーシチ合成部50では、乗算回路51において、ブランチ1の相関値とブランチ1の信号レベルとの乗算が行われる。乗算回路52において、ブランチ2の相関値とブランチ2の信号レベルとの乗算が行われる。加算器53では、乗算

$$D_{vn} = A_{01n} Z_{1n} + A_{02n} Z_{2n} \quad (21)$$

【0051】次に、図4を用いてしきい値算出部150の動作を説明する。ブランチ1の受信信号電力を求めるため、ディジタル信号となったブランチ1の受信信号の同相および直交成分はそれぞれ、2乗回路151Aおよび2乗回路152Aに入力され、2乗される。得られた

$$\begin{aligned} P_{1n} &= |R_1(nT)|^2 \\ &= |A_1(nT) \{a(nT) + j b(nT)\} \exp\{j(\Delta\theta_1)\}|^2 \\ &= (A_1(nT))^2 \{(a(nT))^2 + (b(nT))^2\} \\ &= 2 (A_1(nT))^2 \end{aligned} \quad (22)$$

ただし、 $a(nT) = \pm 1$ 、 $b(nT) = \pm 1$ であり、 $A_1(nT)$ はフェージング等のレベル変動を受けたブランチ1における振幅を示す。

【0052】同様にブランチ2についても受信信号電力を求めるため、ディジタル信号となったブランチ2の受信信号の同相および直交成分はそれぞれ、2乗回路15

$$\begin{aligned} P_{2n} &= |R_2(nT)|^2 \\ &= |A_2(nT) \{a(nT) + j b(nT)\} \exp\{j(\Delta\theta_2)\}|^2 \\ &= (A_2(nT))^2 \{(a(nT))^2 + (b(nT))^2\} \\ &= 2 (A_2(nT))^2 \end{aligned} \quad (23)$$

ただし、ここでは $a(nT) = \pm 1$ 、 $b(nT) = \pm 1$ であり、 $A_2(nT)$ はフェージング等のレベル変動を受けたブランチ2における振幅を示す。

【0053】ここで、時刻 $nT$ における加算器160Aの出力 $P_{1n}$ と加算器160Bの出力 $P_{2n}$ は、それぞれ乗算器

$$P_{cn} = A_{01n} P_{1n} + A_{02n} P_{2n} \quad (24)$$

【0054】得られた加算器180の出力は移動平均回路190に入力され、平滑化される。次に時刻 $nT$ において、移動平均回路190の $i$ 番目のシフトレジスタに蓄えられているデータ $P_{cn}(i)$ とすると、移動平均出力 $P_{mcn}$ は次式で与えられる。

【0055】

【数7】

$$P_{mcn} = (1/M) \sum_{i=1}^M P_{cn}(i) \quad (25)$$

$$D_{th} = K_{th} P_{mcn} \quad (26)$$

【0057】次に、図5を用いて判定部140Aの動作を説明する。ダイバーシチ合成部で得られた合成後の相関値 $D_{vn}$ およびしきい値算出部150の出力であるしきい値 $D_{th}$ は、既知系列を検出したかどうか判定する判定部140Aに入力される。判定部140Aでは、合成後

$$\begin{aligned} \text{判定部140A出力 } D_T &= 1 \quad (D_{vn} \geq D_{th}) \\ &= 0 \quad (D_{vn} < D_{th}) \end{aligned} \quad (27)$$

以上の処理によって得られた判定部140Aの出力 $D_T$ に

回路51の出力と乗算回路52の出力が加算される。このときの信号レベル検出器60Aの出力が $A_{01n}$ 、信号レベル検出器60Bの出力が $A_{02n}$ であるとする、ダイバーシチ合成部50の出力である合成後の相関値 $D_{vn}$ は次式で与えられる。

2乗回路151Aの出力および2乗回路152Aの出力は、加算器160Aに入力され、ブランチ1の受信信号電力が算出される。時刻 $nT$ において、ブランチ1の受信信号電力は次式で示される。

1Bおよび2乗回路152Bに入力され、2乗される。得られた2乗回路151Bの出力および2乗回路152Bの出力は、加算器160Bに入力され、ブランチ2の受信信号電力が算出される。時刻 $nT$ において、ブランチ2の受信信号電力は次

170Aおよび170Bにより、信号レベル検出器60Aおよび60Bの出力である信号レベル $A_{01n}$ 、 $A_{02n}$ により重み付けされる。合成後の電力である加算器180の出力 $P_{cn}$ は次式のように表せる。

【0056】ただし、移動平均の段数は $M$ 段とする。移動平均回路190の出力 $P_{mcn}$ は、乗算器171に入力され、予め設定された比例定数 $K_{th}$ が乗算される。よって、しきい値算出部150の出力である $D_{th}$ は次式で与えられる。

の相関値 $D_{vn}$ としきい値算出部150の出力 $D_{th}$ の大きさが比較器141により比較される。ここで、判定部140Aは次式に従い、判定結果として検出パルス $D_T$ を出力する。

基づき、フレーム内の既知系列の位置を知り、フレーム

同期制御が行われる。

【0058】なお、本実施の形態では、しきい値算出手段として、図4のしきい値算出部の移動平均回路190により平滑化を行う例を示したが、図6に示されるように合成後の受信電力と乗算器193の出力である、過去1サンプリング周期前までに得られた受信電力を平滑化したものに対して忘却係数 $\alpha$ により重み付けした値とを加算する加算器191、平滑化された受信電力を1シンボル遅延させる遅延器192、遅延器191の出力に忘却係数 $\alpha$ を乗算する乗算器193からなるIIR型フィルタにより平滑化を行う構成でもよい。

【0059】以上のように本実施の形態においては、ブランチごとに受信される信号レベルに応じて相関値に重み付けを行い、これらの重み付け結果を合成するダイバーシチ合成手段を備えたので、フェージングによる受信信号レベル変動の影響を受けにくく、既知系列の不検出率を抑えることができるので、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0060】また、ブランチごとの受信信号電力に比例したものをしきい値として出力するしきい値算出手段を備えたので、フェージングによる受信信号レベル変動の影響を受けにくく、既知系列の不検出率を抑えることができるので、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0061】実施の形態2. 図7に本実施の形態による4相PSK変調信号を用いるシステムにおける既知系列検出器の構成を示す。実施の形態1では、ダイバーシチ合成部50およびしきい値算出部150において、信号レベル検出器60A、60Bの信号レベルに基づき重み付け合成を行い、合成後の相関値およびしきい値を算出しているが、本実施の形態では、2つあるブランチの中で、受信信号レベルの一番大きいブランチの相関値およびそのブランチの受信信号電力に比例したものをしきい値するものである。従って、本実施の形態は、ダイバーシチ合成部50Aとしきい値算出部150A以外は、実施の形態1の図1と同一の構成であり、同一の構成の部分は説明を省略する。

【0062】図8は、本実施の形態によるダイバーシチ

$$\begin{aligned} \text{比較器54の出力 } C_{cn} &= 0 \quad (A_{01n} \geq A_{02n}) \\ &= 1 \quad (A_{01n} < A_{02n}) \end{aligned} \quad (28)$$

【0065】さらに、選択回路55では、比較器54のレベル比較結果に基づき、相関算出部40Aの出力であるブランチ1の相関値と相関算出部40Bの出力である

$$\begin{aligned} \text{選択回路55の出力 } S_{cn} &= Z_{1n} \quad (C_{cn} = 0) \\ &= Z_{2n} \quad (C_{cn} = 1) \end{aligned} \quad (29)$$

【0066】次に、図9を用いてしきい値算出部150Aの動作を説明する。図9に示されるしきい値算出部150Aでは、比較器172において、ブランチ1の信号レベルとブランチ2の信号レベルのレベル比較が行われ

$$\text{比較器172の出力 } C_{Ln} = 0 \quad (A_{01n} \geq A_{02n})$$

合成部50Aの内部構成を示すブロック図である。54は、信号レベル検出器60Aから出力されるブランチ1の信号レベルと信号レベル検出器60Bから出力されるブランチ2の信号レベルとの大小の比較を行う比較器、55は、比較器54の出力に基づき、相関算出部40Aから出力されるブランチ1の相関値と相関算出部40Bから出力されるブランチ2の相関値のどちらか一方を選択して出力する選択回路である。

【0063】また、図9は本実施の形態におけるしきい値算出部150Aの内部構成を示すブロック図である。151Cは、ブランチ1のデジタル信号となった受信信号の同相成分を2乗する2乗回路、152Cは、ブランチ1のデジタル信号となった受信信号の直交成分を2乗する2乗回路、151Dは、ブランチ2のデジタル信号となった受信信号の同相成分を2乗する2乗回路、152Dは、ブランチ2のデジタル信号となった受信信号の直交成分を2乗する2乗回路である。また、160Cは、2乗回路151Cの出力と2乗回路152Cの出力を加算する加算器、160Dは、2乗回路151Dの出力と2乗回路152Dの出力を加算する加算器、172は、信号レベル検出器60Aから出力されるブランチ1の信号レベルと信号レベル検出器60Bから出力されるブランチ2の信号レベルとの大小の比較を行う比較器、181は、比較器172の出力に基づき、加算器160Cから出力されるブランチ1の受信電力値と加算器160Dから出力されるブランチ2の受信電力値のどちらか一方を選択して出力する選択回路である。190は、選択回路181の出力の移動平均を算出する移動平均回路、171は、移動平均回路190の出力に予め設定された比例定数を乗算するための乗算器である。

【0064】次に、図8を用いてダイバーシチ合成部150Aの動作を説明する。図8に示されるダイバーシチ合成部50では、比較器54において、ブランチ1の信号レベルとブランチ2の信号レベルのレベル比較が行われる。時刻 $nT$ において、信号レベル検出器60Aの出力が $AD1n$ 、信号レベル検出器60Bの出力が $AD2n$ であるとすると、比較器54のレベル比較結果出力は、次式で表される。

ブランチ2の相関値の選択を行う。時刻 $nT$ において、相関値40Aの出力が $Z_{1n}$ 、相関値40Bの出力が $Z_{2n}$ であるとすると、選択回路55の出力は、次式で表される。

る。時刻 $nT$ において、信号レベル検出器60Aの出力が $A_{01n}$ 、信号レベル検出器60Bの出力が $A_{02n}$ であるとすると、比較器172のレベル比較結果出力は、次式で表される。

【0067】次に、ブランチ1の受信信号電力を求めるため、デジタル信号となったブランチ1の受信信号の同相および直交成分はそれぞれ、2乗回路151Cおよび2乗回路152Cに入力され、2乗される。得られた2乗回路151Cの出力および2乗回路152Cの出力は、加算器160Cに入力され、時刻 $nT$ におけるブランチ1の受信信号電力 $P_{1n}$ が算出される。また、ブランチ2の受信信号電力を求めるため、デジタル信号となったブランチ1の受信信号の同相および直交成分はそれぞれ、2乗回路151Dおよび2乗回路152Dに入力さ

選択回路181の出力  $S_{Ln} = Z_{1n} (C_{Ln} = 0)$

$$= Z_{2n} (C_{Ln} = 1) \quad (31)$$

【0069】得られた選択回路181の出力は、移動平均回路190に入力され、実施の形態1と同様に平滑化される。そして、平滑化された受信電力は、乗算器171に入力される。そして、予め設定された比例定数 $K_{th}$ が乗算され、しきい値算出部の出力である $D_{th}$ が算出される。

【0070】なお、本実施の形態では、しきい値算出手段として、図8のしきい値算出部の移動平均回路190により平滑化を行う例を示したが、図6に示されるように合成後の受信電力と乗算器193の出力である、過去1サンプリング周期前までに得られた受信電力を平滑化したものに対して忘却係数 $\alpha$ により重み付けした値とを加算する加算器191、平滑化された受信電力を1シンボル遅延させる遅延器192、遅延器191の出力に忘却係数 $\alpha$ を乗算する乗算器193からなるIIR型フィルタにより平滑化を行う構成でもよい。

【0071】このように、本実施の形態ではダイバーシチ合成部50Aおよびしきい値算出部150Aにおいて、実施の形態1のように重み付け合成を行う必要がないので、簡単化できる。さらに、受信信号レベルの大きいブランチを選択して既知系列の検出を行っているので、フェージングによる受信信号レベル変動の影響を受けにくく、既知系列の不検出率を抑えることができるので、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0072】実施の形態3、図10に本実施の形態による4相PSK変調信号を用いるシステムの既知系列検出器の構成を示す。実施の形態1では、ダイバーシチ合成部50において、信号レベル検出器60A、60Bの信号レベルに基づき重み付け合成を行い、合成後の相関値を算出しているが、この実施の形態では、サンプリング時間毎に得られる合成後の相関値を予め設定した時間の範囲内で合成するものである。本実施の形態においては、ダイバーシチ合成部50B以外は、実施の形態1と同一の構成であり、同一構成の部分は説明を省略する。

【0073】図11は、図10のダイバーシチ合成部50Bの内部構成を示すブロック図である。実施の形態1と同様、51は相関算出部40Aから出力されるブラン

$$= 1 (A_{01n} < A_{02n}) \quad (30)$$

れ、2乗される。得られた2乗回路151Dの出力および2乗回路152Dの出力は、加算器160Dに入力され、時刻 $nT$ におけるブランチ2の受信信号電力 $P_{2n}$ が算出される。

【0068】さらに、選択回路181では、比較器172のレベル比較結果に基づき、加算器160Cの出力であるブランチ1の受信信号電力 $P_{1n}$ と加算器160Dの出力であるブランチ2の受信信号電力 $P_{2n}$ の選択を行う。時刻 $nT$ において、選択回路181の出力は、次式で表される。

チ1の相関値と信号レベル検出器60Aから出力されるブランチ1の信号レベルとの乗算を行う乗算器、52は相関算出部40Bから出力されるブランチ2の相関値と信号レベル検出器60Aから出力されるブランチ2の信号レベルとの乗算を行う乗算器である。また、56はシフトレジスタ、57はシフトレジスタ56の値の総和を算出する加算器である。

【0074】次に、図11を用いてダイバーシチ合成部50Bの動作を説明する。図11に示されるダイバーシチ合成部50Bでは、乗算回路51において、ブランチ1の相関値 $Z_{1n}$ とブランチ1の信号レベル $A_{D1n}$ との乗算が行われる。乗算回路52において、ブランチ2の相関値 $Z_{2n}$ とブランチ2の信号レベル $A_{D2n}$ との乗算が行われる。加算器53では、乗算回路51の出力と乗算回路52の出力が加算され、ブランチ合成後の相関値 $Dv_n$ が算出される。得られた相関値 $Dv_n$ は、サンプリング時間間隔 $T$ ごとにMR段のシフトレジスタ56に入力される。加算器57において、シフトレジスタの値は合成され、合成後の相関値が算出される。ここで、時刻 $nT$ において、シフトレジスタ56の $i$ 番目のシフトレジスタに蓄えられているデータ $Sv_n(i)$ とすると、加算器57の出力である合成後の相関値 $S_{nn}$ は次式で与えられる。

【0075】

【数8】

$$S_{Mn} = (1/M_R) \sum_{i=1}^{M_R} Sv_n(i) \quad (32)$$

【0076】以上のように、本実施の形態は、2つのブランチで得られた相関値を信号レベルで重み付け合成した後、予め設定した時間の範囲内でさらに合成するダイバーシチ合成を行なうので、特に周波数選択性フェージング下の遅延広がり大きい伝送路で既知系列の不検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0077】実施の形態4、図12に本実施の形態による4相PSK変調信号を用いるシステムにおける既知系列検出器の構成を示す。実施の形態2では、ダイバーシチ

合成部50Aにおいて、信号レベル検出器60A、60Bの信号レベルに基づき2つのブランチの相関値の選択を行い、選択後の相関値を出力しているが、本実施の形態では、ブランチごとにサンプリング時間毎に得られる合成後の相関値を予め設定した時間の範囲内で合成し、信号レベル検出器60A、60Bの信号レベルに基づき2つのブランチの相関値の選択を行うものである。本実施の形態においては、ダイバーシチ合成部50C以外は、実施に形態2の図7と同一構成であり、同一構成の部分は説明を省略する。

【0078】図13は、図12のダイバーシチ合成部50Cの内部構成を示す図である。54Aは、信号レベル検出器60Aから出力されるブランチ1の信号レベルと信号レベル検出器60Bから出力されるブランチ2の信号レベルとの大小の比較を行う比較器、56A、56B

比較器54Aの出力  $C_{cn} = 0 \quad (A_{01n} \geq A_{02n})$

$$= 1 \quad (A_{01n} < A_{02n}) \quad (33)$$

【0080】相関算出回路40Aの出力であるブランチ1の相関値は、サンプリング時間間隔TごとにMR段のシフトレジスタ56Aに入力される。加算器57Aにおいて、シフトレジスタの値は合成され、合成後の相関値が算出される。ここで、時刻nTにおいて、シフトレジスタ56Aのi番目のシフトレジスタに蓄えられているデータ $Sv_{1n}(i)$ とすると、加算器57Aの出力である合成後の相関値 $S_{M1n}$ は次式で与えられる。

【0081】

【数9】

$$S_{M1n} = (1/M_R) \sum_{i=1}^{M_R} Sv_{1n}(i) \quad (34)$$

【0082】また、相関算出回路40Bの出力であるブランチ2の相関値は、サンプリング時間間隔TごとにMR段のシフトレジスタ56Bに入力される。加算器57B

選択回路55Aの出力 $S_{cn} = S_{M1n} \quad (C_{cn} = 0)$

$$= S_{M2n} \quad (C_{cn} = 1) \quad (36)$$

【0085】以上のように、本実施の形態のダイバーシチ合成回路では、予め設定した時間の範囲内で合成し、さらに受信信号レベルに応じて2ブランチの相関値を選択するダイバーシチ合成を行なうようにしているため、特に周波数選択性フェージング下の遅延広がりの大きい伝送路で既知系列の不検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0086】実施の形態5、図14に本実施の形態による4相PSK変調信号を用いるシステムにおける既知系列検出器の構成を示す。実施の形態4においては、相関算出部40A、40Bは、式(15)～(20)を用いて相関値を算出してそのまま出力していたが、本実施の形態の相関算出部41A、41Bでは、予めしきい値を設定し、毎サンプリングごとに算出される相関値がしきい値よりも小さい場合、相関値を出力しないとしたものである。他

はシフトレジスタ、57A、57Bはシフトレジスタ56A、56Bの値の総和を算出する加算器である。55Aは、比較器54Aの出力に基づき、加算器57Aから出力されるブランチ1の相関値と加算器57Bから出力されるブランチ2の相関値のどちらか一方を選択して出力する選択回路である。

【0079】次に、図13を用いてダイバーシチ合成部50Cの動作を説明する。図13に示されるダイバーシチ合成部50Cでは、比較器54Aにおいて、ブランチ1の信号レベルとブランチ2の信号レベルのレベル比較が行われる。時刻nTにおいて、信号レベル検出器60Aの出力が $A_{01n}$ 、信号レベル検出器60Bの出力が $A_{02n}$ であるとすると、比較器54Aのレベル比較結果出力は、次式で表わされる。

において、シフトレジスタの値は合成され、合成後の相関値が算出される。ここで、時刻nTにおいて、シフトレジスタ56Bのi番目のシフトレジスタに蓄えられているデータ $Sv_{2n}(i)$ とすると、加算器57Bの出力である合成後の相関値 $S_{M2n}$ は次式で与えられる。

【0083】

【数10】

$$S_{M2n} = (1/M_R) \sum_{i=1}^{M_R} Sv_{2n}(i) \quad (35)$$

【0084】さらに、選択回路55Aでは、比較器54Aのレベル比較結果に基づき、加算器57Aの出力であるブランチ1の相関値と加算器57Bの出力であるブランチ2の相関値の選択を行う。時刻nTにおける選択回路55Aの出力は、次式で表される。

は、実施の形態4の図12と同一の構成であり、説明を省略する。

【0087】次に動作について図15を用いて説明する。図15は式(15)～(20)に基づいて算出される相関値を、周波数選択性フェージング伝送路下で算出した一例である。図15では遅延波による影響のみを検討するため、伝送路において雑音がない場合の相関値を表している。周波数選択性フェージングの条件下では、電波がさまざまな経路をへてアンテナに入ってくるため、複数の遅延波を伴う。従って、式(15)～(20)に基づいて算出された相関値は、数サンプリング周期の時間に渡り、遅延波による広がりをもつものとなる。実際の環境では、雑音も付加された状態となっている。この雑音が付加されている状態では、遅延波による小さな相関値は雑音に埋もれている。ここで、本実施の形態のダイバーシチ合成

部50Cは、実施の形態4と同一の構成であり、ダイバーシチ合成部50Cでは、ブランチごとに一定の時間間隔で得られる相関値をシフトレジスタの段数MRに相当する予め設定した時間の範囲内で合成するものである。

$$\begin{aligned} \text{相関算出部41Aの出力} &= Z_{1n} \quad (Z_{1n} > Z_{th}) \\ &= 0 \quad (Z_{1n} \leq Z_{th}) \end{aligned} \quad (37)$$

【0088】ブランチ2の相関算出部41Bについても、ブランチ1の相関算出部41Aと同一の出力の制御を行うものとする。

【0089】以上のように本実施の形態では、ブランチごとの受信信号と既知系列との相関演算後に得られた相関値が、予め設定したしきい値よりも小さい場合には、相関値を出力しない相関算出部を備えているので、後段のダイバーシチ合成部において、雑音に埋もれるような相関値もしくは雑音電力を加算してしまうことによって発生する既知系列の誤検出を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0090】実施の形態6. 図16に本実施の形態による4相PSK変調信号を用いるシステムにおける既知系列検出器の構成例を示す。実施の形態1においては、判定部140Aのしきい値として、受信信号電力に比例した値を用いていたが、本実施の形態の判定部140Bにおいては、しきい値算出部150の出力値に一定のオフセットを付加したものを既知系列検出のためのしきい値と

$$\begin{aligned} \text{判定部140B出力} D_t &= 1 \quad (D_v \geq (D_{th} + \alpha_{th})) \\ &= 0 \quad (D_v < (D_{th} + \alpha_{th})) \end{aligned} \quad (38)$$

【0093】以上のように本実施の形態では、しきい値算出部の出力値に一定のオフセット値を付加しているので、フェージングの発生により受信信号レベルが低下して、A/D変換後の受信信号は有意な情報を持たなくなり、しきい値算出部の出力値がほぼ0となる場合でも、既知系列の誤検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0094】実施の形態7. 図18に本実施の形態による4相PSK変調信号を用いるシステムにおける既知系列検出器の構成例を示す。実施の形態1においては、判定部140Aのしきい値として、受信信号電力に比例した値を用いていたが、本実施の形態の判定部140Cにおいては、しきい値算出部150の出力値が、予め設定した規定値よりも小さくなる場合にこの規定値を既知系列検出のためのしきい値として用いるものである。他は、実施の形態1の図1と同一の構成であり、説明を省略す

$$\begin{aligned} \text{(非線形回路143の出力)} &= \alpha_{th} \quad (D_{th} < \alpha_{th}) \\ &= D_{th} \quad (D_{th} \geq \alpha_{th}) \end{aligned} \quad (39)$$

【0097】そして、ダイバーシチ合成部50の出力値である合成後の相関値 $D_v$ と最終的なしきい値である非線形回路143の出力値が比較器141により比較される。判定部140Cでは、合成後の相関値 $D_v$ が非線形回路143の出力値以上の大きさであるならば既知系列検出パルスを出力し、それ以外の場合には既知系列検出

今、ダイバーシチ合成部50Cにおいて、雑音に埋もれるような相関値を合成しないように、ブランチ1の相関算出部41Aでは、図15のようにしきい値 $Z_{th}$ を予め設定し、次式に従って相関算出部の出力を制御する。

して用いるものである。他は、実施の形態1の図1と同一の構成であり、説明を省略する。

【0091】図17は、図16の判定部140Bの内部構成を示すブロック図である。141は、合成後の相関値がしきい値以上の場合に、既知系列を検出したことを示す検出パルスを出力する比較器、142は、しきい値算出部の出力値と一定のオフセット値を加算する加算器である。

【0092】次に本実施の形態の判定部の動作を図17を用いて説明する。しきい値算出部150の出力 $D_{th}$ は、既知系列を検出したかどうか判定する判定部140Bに入力される。加算器142により、しきい値算出部150の出力 $D_{th}$ と予め設定された一定のオフセット値 $\alpha_{th}$ が加算される。そして、合成後の相関値 $D_v$ と最終的なしきい値となる加算器142の出力値が比較器141により比較される。ここで、判定部140Bは次式に従い、判定結果として検出パルス $D_t$ を出力する。

【0095】図19は、図18の判定部140Cの内部構成を示すブロック図である。141は、合成後の相関値がしきい値以上の場合に、既知系列を検出したことを示す検出パルスを出力する比較器、143は、しきい値算出部の出力が規定値 $\alpha_{th}$ よりも小さくなる場合にこの規定値 $\alpha_{th}$ を既知系列検出のためのしきい値として出力する非線形回路である。

【0096】次に本実施の形態の判定部の動作を図19を用いて説明する。しきい値算出部150の出力 $D_{th}$ は、既知系列を検出したかどうか判定する判定部140Cに入力される。非線形回路143は、しきい値算出部150の出力 $D_{th}$ が規定値 $\alpha_{th}$ よりも小さくなる場合にこの規定値を既知系列検出のためのしきい値として出力する。次式に非線形回路143の出力値を示す。

パルスは出力しない。

【0098】以上のように本実施の形態では、しきい値算出部の出力値が、予め設定した規定値よりも小さくなる場合にこの規定値を既知系列検出のためのしきい値として用いるので、フェージングの発生により受信信号レベルが低下して、A/D変換後の受信信号は有意な情報

を持たなくなり、しきい値算出部の出力値がほぼ0となる場合でも、既知系列の誤検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0099】実施の形態8. 図20に本実施の形態による4相PSK変調信号を用いるシステムにおける既知系列検出器の構成例を示す。実施の形態1においては、判定部140Aのしきい値として、受信信号電力に比例した値を用いていたが、本実施の形態の判定部140Dは、しきい値算出部150の出力値が、予め設定した規定値よりも小さくなる場合には既知系列が検出されても無効として既知系列検出パルスを出ししないものである。他は、実施の形態1の図1と同一の構成であり、説明を省略する。

【0100】図21は、図20の判定部140Dの内部

$$\begin{aligned} (\text{比較器141Aの出力}) &= L \quad (Dv_n < D_{th}) \\ &= H \quad (Dv_n \geq D_{th}) \end{aligned} \quad (40)$$

また、比較器144は、しきい値算出部150の出力 $D_{th}$ と規定値 $\alpha_{th}$ との大きさを比較し、次式で与えられる

$$\begin{aligned} (\text{比較器144の出力}) &= L \quad (D_{th} < \alpha_{th}) \\ &= H \quad (D_{th} \geq \alpha_{th}) \end{aligned} \quad (41)$$

【0102】さらに、得られた比較器141Aの出力と比較器144の出力は、AND回路145に入力され、比較器144の出力が“H”のときに、AND回路145は既知系列を検出したとするパルス“H”を出力することが可能となる。一方、比較器144の出力が“L”のときには、AND回路145の出力は比較器141Aの出力が“L”または“H”にかかわらず、“L”しか出力できないため、既知系列を検出したとするパルス“H”を出力することができなくなる。

【0103】以上のように本実施の形態では、しきい値算出部の出力値が、予め設定した規定値よりも小さくなる場合には既知系列が検出されても無効として既知系列検出パルスを出ししないようにしているので、フェージングの発生により受信信号レベルが低下して、A/D変換後の受信信号は有意な情報を持たなくなり、しきい値算出部の出力値がほぼ0となる場合でも、既知系列の誤検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0104】

【発明の効果】第一の発明においては、複数のアンテナにより得られた複数の受信信号と既知系列との相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段により得られた複数のブランチの相関値を用いてダイバーシチ合成を行うダイバーシチ合成手段と、既知系列を検出するためのしきい値を算出するしきい値算出手段と、前記ダイバーシチ合成手段により得られたダイバーシチ合成後の相関値が、前記しきい値算出手段により得られたしきい値よりも大きいかどうか判定する判定手段を備えたので、フェージングの発生する伝送路においても既知系列の不検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行

構成を示すブロック図である。141Aは、合成後の相関値がしきい値以上の場合に、既知系列を検出したことを示す検出パルスを出力する比較器、144は、しきい値算出部の出力と規定値 $\alpha_{th}$ との大きさを比較する比較器、145は、比較器141Aの出力と比較器144の出力との論理積を演算するAND回路である。

【0101】次に本実施の形態の判定部の動作を図21を用いて説明する。しきい値算出部150の出力 $D_{th}$ は、既知系列を検出したかどうか判定する判定部140Dに入力される。比較器141Aは、しきい値算出部150の出力 $D_{th}$ とダイバーシチ合成部50の出力値である合成後の相関値 $Dv_n$ との大きさを比較し、次式で与えられる比較結果を出力する。

比較結果を出力する。

うことができる。

【0105】第二の発明においては、複数あるブランチの中で、受信信号レベルの一番大きいブランチの相関値を選択するダイバーシチ合成手段を備えたので、フェージングによる受信信号レベル変動の影響を受けにくく、既知系列の不検出率を抑えることができるので、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0106】第三の発明においては、ブランチごとに受信される信号レベルに応じて相関値に重み付けを行い、これらの重み付け結果を合成するダイバーシチ合成手段を備えたので、フェージングによる受信信号レベル変動の影響を受けにくく、既知系列の不検出率を抑えることができるので、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0107】第四の発明においては、一定の時間間隔で得られる相関値を、予め設定した時間の範囲内で重み付け合成するダイバーシチ合成手段を備えたので、特に周波数選択性フェージング下の遅延広がりの大きい伝送路で既知系列の不検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0108】第五の発明においては、ブランチごとの受信信号と既知系列との相関演算後に得られた相関値が予め設定したしきい値よりも小さい場合には、相関値を出力しない相関算出手段を備えたので、既知系列の誤検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0109】第六の発明においては、ブランチごとの受信信号電力に比例したものをしきい値として出力するしきい値算出手段を備えたので、フェージングによる受信信号レベル変動の影響を受けにくく、既知系列の不検出

率を抑えることができるので、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0110】第七の発明においては、しきい値算出手段により得られたしきい値に一定量のオフセットを付加して判定を行う判定手段を備えたので、既知系列の誤検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0111】第八の発明においては、しきい値算出手段により得られたしきい値が予め設定された規定値よりも小さくなる場合には、しきい値として規定値を与えて判定を行う判定手段を備えたので、既知系列の誤検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0112】第九の発明においては、前記しきい値算出手段により得られたしきい値が予め設定された規定値よりも小さくなる場合には、既知系列が検出されても無効とする判定手段を備えたので、既知系列の誤検出率を抑えることができ、既知系列の検出を良好に行うことができる。

【0113】

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施の形態1による既知系列検出器の構成を示す図である。

【図2】 本発明の実施の形態1における相関算出部の構成を示す図である。

【図3】 本発明の実施の形態1におけるダイバーシチ合成部の構成を示す図である。

【図4】 本発明の実施の形態1におけるしきい値算出部の構成を示す図である。

【図5】 本発明の実施の形態1における判定部構成を示す図である。

【図6】 本発明の実施の形態1におけるしきい値算出部の移動平均回路等の平滑化方法に関する他の構成例を示す図である。

【図7】 本発明の実施の形態2による既知系列検出器の構成を示す図である。

【図8】 本発明の実施の形態2におけるダイバーシチ合成部の構成を示す図である。

【図9】 本発明の実施の形態2におけるしきい値算出部の構成を示す図である。

【図10】 本発明の実施の形態3による既知系列検出器の構成を示す図である。

【図11】 本発明の実施の形態3におけるダイバーシチ合成部の構成を示す図である。

【図12】 本発明の実施の形態4による既知系列検出器の構成を示す図である。

【図13】 本発明の実施の形態4におけるダイバーシチ合成部の構成を示す図である。

【図14】 本発明の実施の形態5による既知系列検出器の構成を示す図である。

【図15】 周波数選択性フェージング下において、雑音がないと仮定した場合の相関算出部の出力の一例を示す図である。

【図16】 本発明の実施の形態6による既知系列検出器の構成を示す図である。

【図17】 本発明の実施の形態6における判定部の構成を示す図である。

【図18】 本発明の実施の形態7による既知系列検出器の構成を示す図である。

【図19】 本発明の実施の形態7における判定部の構成を示す図である。

【図20】 本発明の実施の形態8による既知系列検出器の構成を示す図である。

【図21】 本発明の実施の形態8における判定部の構成を示す図である。

【図22】 従来の既知系列検出器の構成を示す図である。

【図23】 従来の既知系列検出器における準同期検波部の構成を示す図である。

【図24】 従来の既知系列検出器における既知系列検出部の構成を示す図である。

【符号の説明】

10、10A、10B アンテナ

20、20A、20B 準同期検波部

21 局部発振器

22 90度移相器

23、24 乗算器

30、30A、30B、31、31A、31B A/D変換器

40A、40B、41A、41B 相関算出部

50、50A、50B、50C ダイバーシチ合成部

51、52 乗算器

53 加算器

54、54A 比較器

55、55A 選択回路

56、56A、56B シフトレジスタ

57、57A、57B 加算器

60A、60B 信号レベル検出器

100 既知系列算出部

101、101A、102、102A、103、103A、104、104A 相関器

110、110A 加算器

111、111A 減算器

120、121、120A、121A 乗算器

130、130A 加算器

140 判定器

140A、140B、140C、140D 判定部

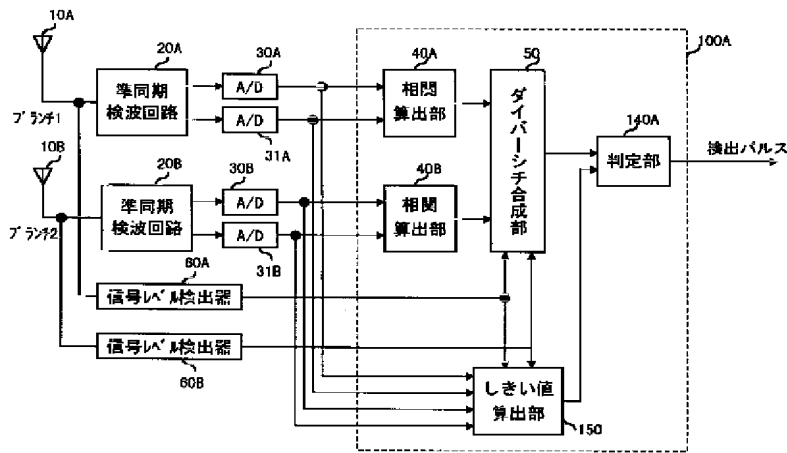
141、141A 比較器

142 加算器

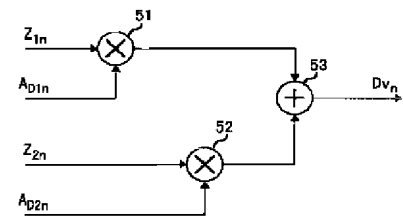
143 非線形回路

- |                          |            |
|--------------------------|------------|
| 144 比較器                  | 172 比較器    |
| 145 AND回路                | 180 加算器    |
| 150、150A しきい値算出部         | 181 選択回路   |
| 151A、151B、151C、151D 2乗回路 | 190 移動平均回路 |
| 152A、152B、152C、152D 2乗回路 | 191 加算器    |
| 160A、160B、160C、160D 加算器  | 192 遅延器    |
| 170A、170B 乗算器            | 193 乗算器    |
| 171 乗算器                  |            |

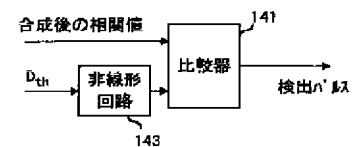
【図1】



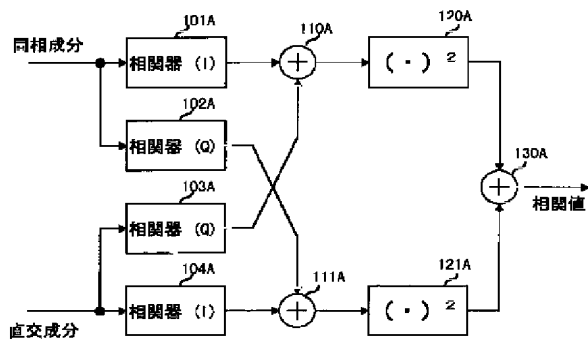
【図3】



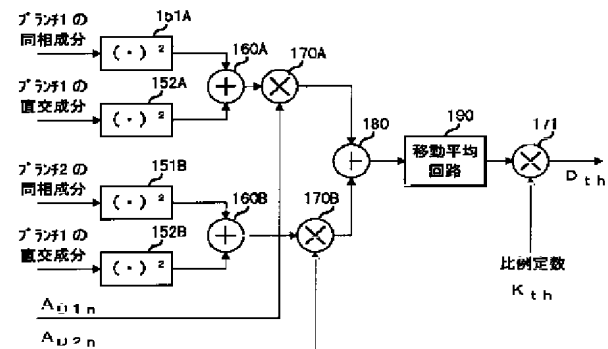
【図19】



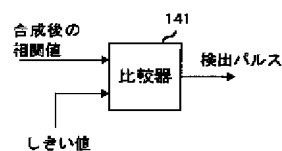
【図2】



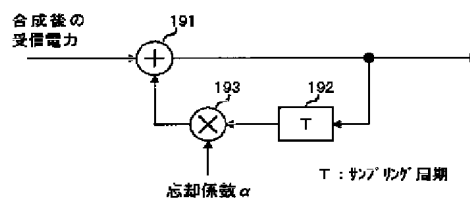
【図4】



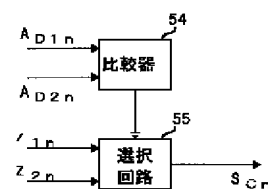
【図5】



【図6】

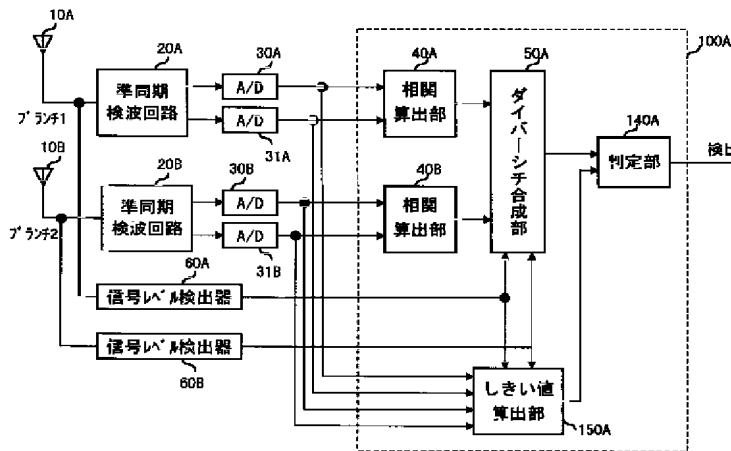


【図8】

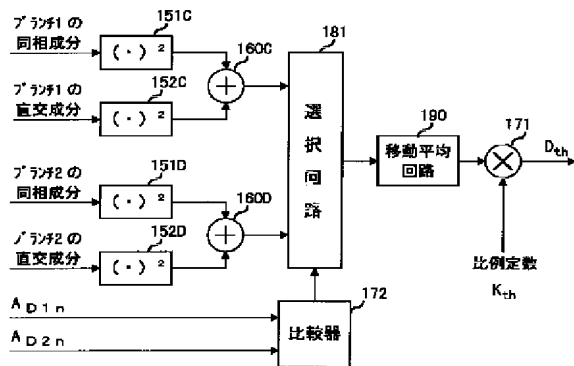




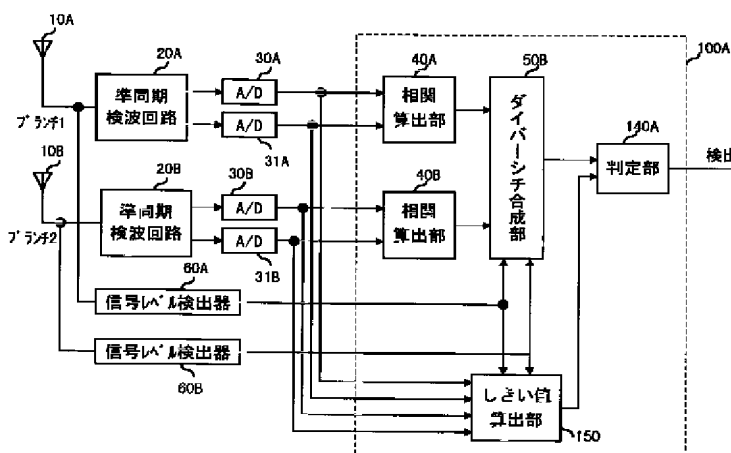
【図7】



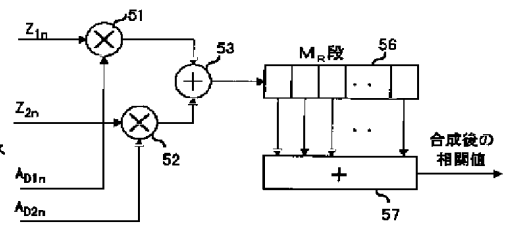
【図9】



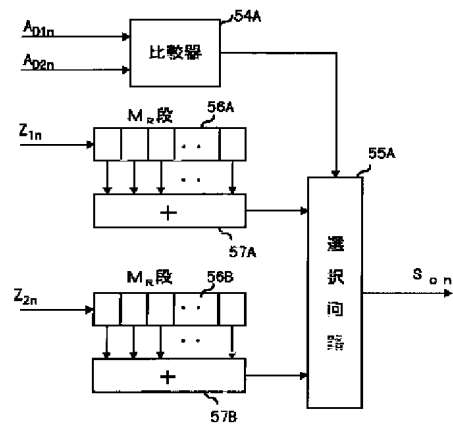
【図10】



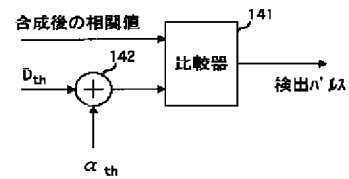
【図11】



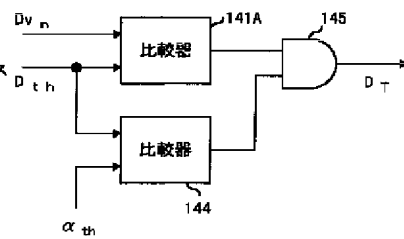
【図13】



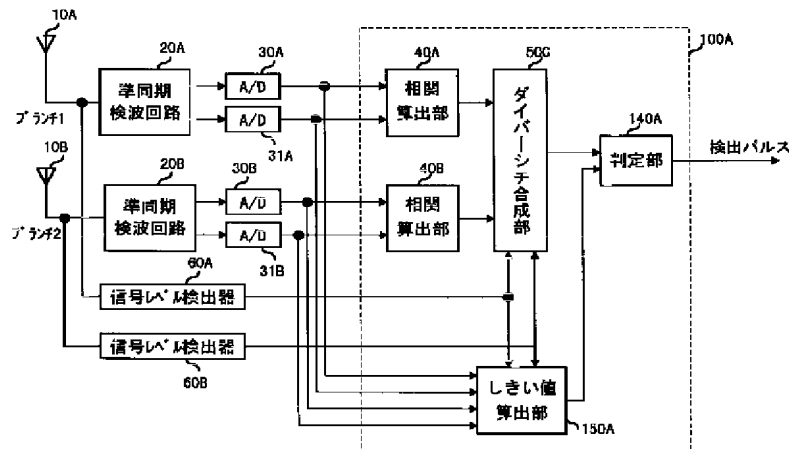
【図17】



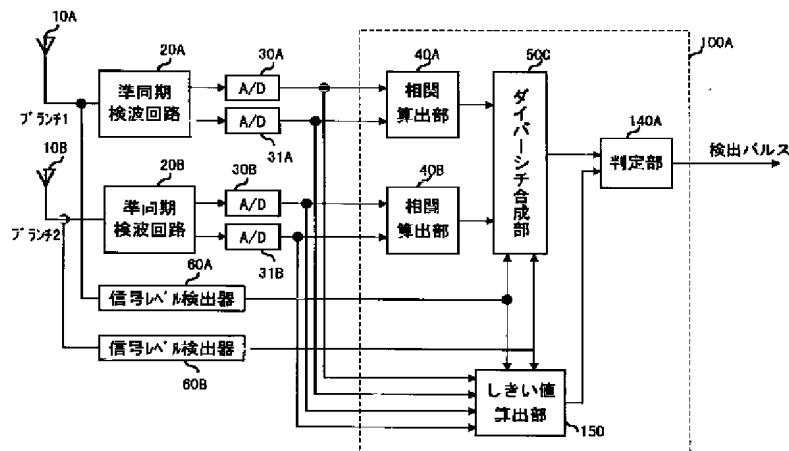
【図21】



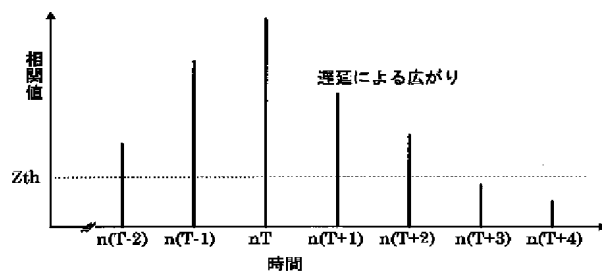
【図12】



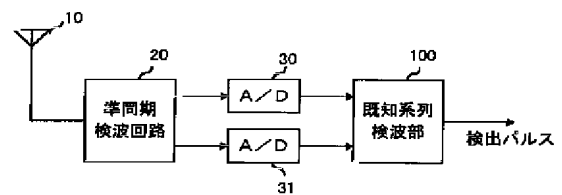
【図14】



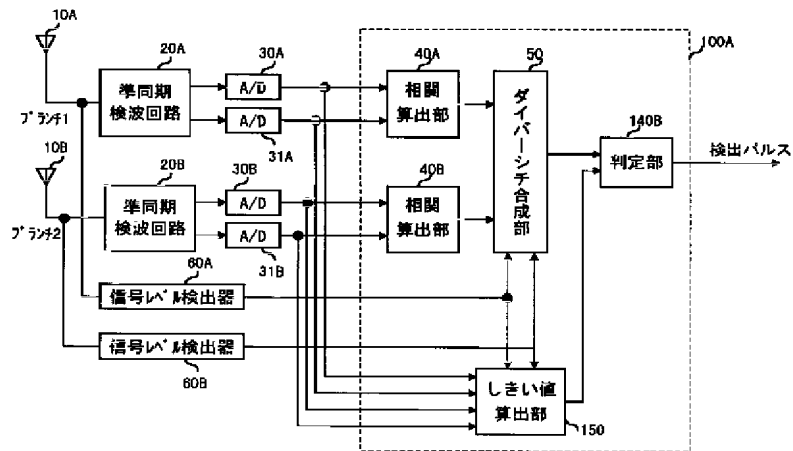
【図15】



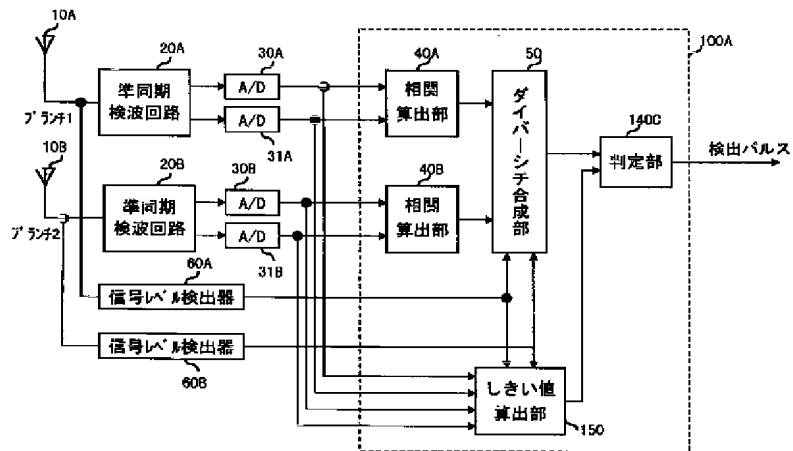
【図22】



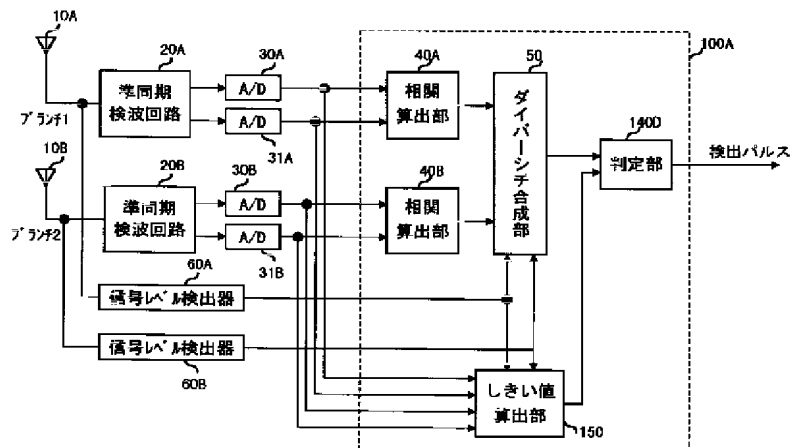
【図16】



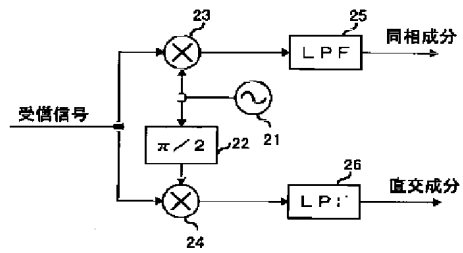
【図18】



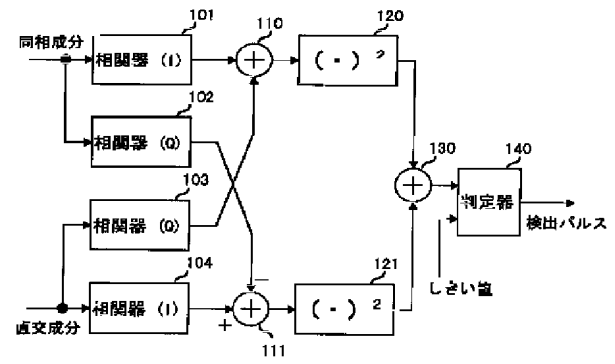
【図20】



【図 23】

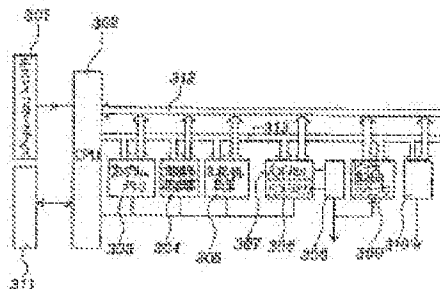


【図 24】



**Publication number:** JP6003956 (A)  
**Publication date:** 1994-01-14  
**Inventor(s):** IIDA KAZUHIKO +  
**Applicant(s):** SEIKO EPSON CORP +  
**Classification:**  
- international: **B41J29/20; G03G15/00; G03G15/08; G03G21/00;** (IPC1-7): B41J29/20; G03G15/00; G03G15/08; G03G15/08  
- European:  
**Application number:** JP19920158139 19920617  
**Priority number(s):** JP19920158139 19920617

**PURPOSE:** to obtain an inexpensive device and to eliminate the need of adjustment for detecting toner by writing an addition value in a non-volatile storage means as the new result of counting and clearing the contents of counting in the non-volatile storage means at the time of changing the recording material. **CONSTITUTION:** This device is equipped with a video black signal counter 309 and the non-volatile memory 311, and an area for storing a toner counter value is provided in the memory 311. When a user exchanges a cartridge for a new one, the counter value is usually cleared by the user. Then, the counter 309 counts the black dots of one page. After the number of black picture elements counted by the counter 309 is converted into toner consumption, it is added to be updated in a toner counter already stored in the memory 311.



(51)Int.Cl. <sup>5</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
G 0 3 G 15/08	1 1 4	9222-2H		
	1 1 2	9222-2H		
B 4 1 J 29/20		8804-2C		
G 0 3 G 15/00	1 0 2			

審査請求 未請求 請求項の数2(全 5 頁)

(21)出願番号 特願平4-158139

(22)出願日 平成4年(1992)6月17日

(71)出願人 000002369

セイコーエプソン株式会社

東京都新宿区西新宿2丁目4番1号

(72)発明者 飯田 和彦

長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内

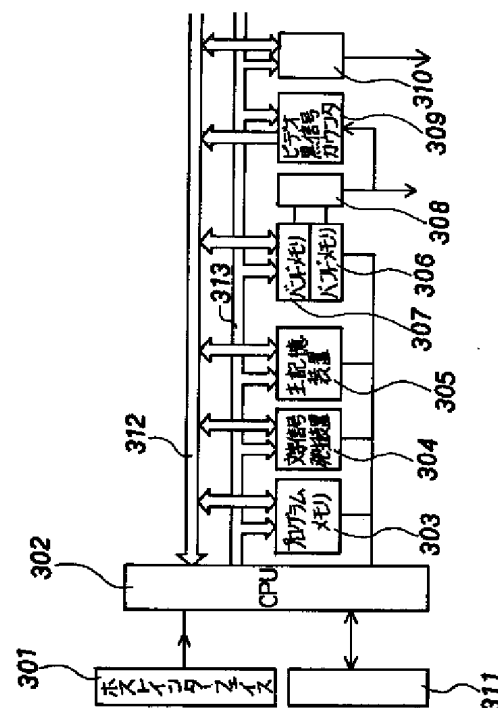
(74)代理人 弁理士 鈴木 喜三郎 (外1名)

(54)【発明の名称】 記録材料の残量検出装置

(57)【要約】

【目的】 トナー、インク等の記録材料の残量検出を、安価でかつ製造時の調整が不要でまた信頼性が高く使い易くする。

【構成】 ビデオ黒信号カウンタ309により計数された黒ドット数を記録材料使用量に換算し、不揮発性メモリ311のトナーカウンタ値として記憶更新される。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 画像情報を記録媒体に記録するがごとき画像情報記録装置において、記録媒体に記録するためのビデオ信号をアナログ的もしくはデジタル的に計数するビデオ信号計数手段と、計数結果を記憶保持可能な不揮発性記憶手段と、該不揮発性記憶手段の内容を読み出しまたは書き込みするリード・ライト手段と、前記計数手段から得られた値を記録材料の使用量に換算する換算手段、該換算手段から得られた結果と前記不揮発性記憶手段から読み出された計数結果とを加算して加算値を出力する加算手段とを有し、前記加算値を新たな計数結果として前記不揮発性記憶手段に書き込むと同時に、この加算値をもとに記録材料の使用量、もしくは残量を表示し、記録材料の交換が行われた時には前記不揮発性記憶手段の計数内容をクリアすることを特徴とする記録材料の残量検出装置。

【請求項2】 記録媒体に記録する画像の濃度調整手段と設定された濃度の値を読み取る濃度読み取り手段とを有し、前記換算手段は前記濃度読み取り手段によって読み取られた画像濃度値もしくは濃度指手段によって指定された画像濃度値に従い記録材料の使用量に換算することを特徴とする請求項1記載の記録材料の残量検出装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はプリンタにおける消耗品の寿命を利用者に知らせる残量検出装置に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 電子写真方式を利用したレーザプリンタにおいては、記録材料としてトナーが使用されている。またインクジェットプリンタでは、記録材料に液体インクが使用されている。これらの記録材料は、空になった時ユーザが交換することが一般的である。したがって記録装置には記録材料の有無を検出する記録材料エンプティ検出装置が備えられている。従来このエンプティ検出装置にはトナーの磁気量を検出するもの、トナーに帯電させるためのアジテータのトルクの量を検出するもの、トナーに照射した光の反射光量を検出するものなど、直接トナーそのものを測定するものであった。

【0003】 具体的には図3に従来のトナー無し検出方式を示す。図3（a）はトナー203が無くなると発光素子201から出た光が受光器202に受光され易くなる。このときアジテータ200はトナーのかくはんや帯電の他に透過窓220、221のトナーをかきとる役目も果す。

【0004】 図3（b）はアジテータのトナーかくはんトルクが無くなったことにより、トナー無しを検出する方法である。軸210と211はバネ連結されており、回転角度の差に比例したトルクが軸210から軸211に伝えられる。軸211によりトナーはかくはんされ

る。通常トナーが存在する場合は、穴206と207はずれているため発光素子204の光は受光素子205にとどかない。しかしトナーの残量が少なくなると、穴206と207の位置が合うため、攪拌ドラム208、209が1回転するごとに受光素子205から光の検出信号が得られる。これによりトナー無しを知らせることができる。

##### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】 しかしてこの様な検出方式の場合以下に示す色々の欠点がある。まず磁気量の検出の場合はトナーが磁性トナーでない場合には使えない。また組立時の調整が難しい上に、比較的高価な検出装置となる。トルク検出の場合は検出精度にバラツキがある。さらに反射光量の検出の場合、トナーの付着量による反射光量を検出するため、発光素子と受光素子そのものがトナーに汚れてしまわないための対応が必要であり、大がかりな検出方式となってしまう。その他、これらに共通した問題点は、トナー補給型の場合はトナーエンプティ検出に多少のバラツキがあってもかまわないが、一体型カートリッジなどに見られる様にトナーごとカートリッジを交換する交換型の場合はトナーエンプティを検出した時のトナー残量は最小であることが望まれる。この対策として、トナーエンプティ装置を付けずに、印字された文字が薄くなったことをユーザが認識してカートリッジを交換するがごとき記憶装置もあるが、時として沢山の印字をしてしまった後文字濃度が薄いことに気が付くこともあり、使い勝手が良くない。

##### 【0006】

【課題を解決するための手段】 本発明はこれらに鑑み考えられたものであり、画像情報を記録媒体に記録するがごとき画像情報記録装置において、記録媒体に記録するためのビデオ信号をアナログ的もしくはデジタル的に計数するビデオ信号手段と、計数結果を記憶保持可能な不揮発性記憶手段と、該不揮発性記憶手段の内容を読み出しまたは書き込みするリード・ライト手段と、前記計数手段から得られた値を記録装置の画像濃度に換算する換算手段と、この換算値と前記不揮発性記憶手段から読み出された計数結果とを加算して加算値を出力する加算手段とを有し、前記加算値を新たな計数結果として前記不揮発性記憶手段に書き込むと同時に、この加算値をもとに記録材料の使用量もしくは残量を表示し、記録材料の交換が行われた時には、前記不揮発性記憶手段の計数内容をクリアすることを特徴とする。

##### 【0007】

【実施例】 図1は電子写真方式を利用した画像情報記録装置を示す。感光ドラム101は帯電チャージャ102によりその表面を一樣に帯電させられる。レーザ発振器103は画像の白黒に応じてレーザ光を出力する。このレーザ光は光学系104にて記録紙107の搬送方向と直行する方向（主走査方向）に偏向させられ、感光ドラ

ム101上にその焦点を結ぶ。

【0008】これにより感光ドラムの電荷のうち露光を受けた部分の電荷は消滅し、これを受けない部分の電荷はそのまま残る。つまり感光ドラム上には静電潜像が形成されたことになる。この正電潜像は現像器106により現像される。つまり帯電したトナー107は感光ドラムの電荷が残っている部分（レーザビームにより露光されなかったところ）には吸引されず、電荷が消滅した部分（レーザビームにより露光されたところ）に吸着する。給紙カセット105からピックアップローラ109により給紙された記録紙107は、転写チャージャ108の位置にて感光ドラム101と接する。ここで感光体上に作られたトナーによる画像は転写チャージャによって紙の上に引き寄せられる。また紙の上に引き寄せられたトナーは定着ローラ110にて紙に定着させられ、記録紙に画像情報が記録されたことになる。この後排紙センサ111により紙が排紙されたことが確認される。

【0009】一方転写を終了した感光ドラムに残存するトナーはクリーナ112によりかき落とされる。その後除電器113は感光ドラム101の電荷を消去し、一連の電子写真プロセスは再び前述の帯電プロセスへと引き継がれる。

【0010】図2は本発明によるプリンターのコントロール方式を示すものである。CPU302はプログラムメモリ303から命令を読み出し順次実行する。主記憶装置305はシステムを動作させるためのシステムエリアの他にホストから送られてくる情報に従い、様々な情報記憶が行われる。たとえば、受信バッファ、ディスプレイバッファ、フォント（文字）バッファ、ダウンロードイメージバッファ、マクロ情報バッファに使用される。文字信号発生装置304の文字データ（ビットマップデータ）はディスプレイバッファの情報に従いバンドメモリ306および307に書き込む時に使用される。2つのバンドメモリ306と307は排他制御され、一方がバッファが文字信号発生装置304の文字情報や主記憶装置305のホストから送られたイメージデータが書き込まれている時は、他方は図1のレーザ103を駆動するためのビデオ情報を読み出すために使用される。またエンジン制御用インターフェイス310は図1に示すエンジン全体を制御するためのコマンド送信またはステータス受信を行うために使用される。パラレルシリアル変換器308はバンドメモリ306、307から読み出された並列ビデオ信号をシリアル信号に変換するものであり、当信号はレーザ駆動を行うために図示しないレーザ駆動回路を通じてレーザ103を変調する。ビデオ信号はたとえばハイレベルの時レーザ光がドラムに照射され、レーザ光が当たったところにトナーが付着し、黒画像として印刷される。また当信号がローレベルの時はレーザ露光は行われず、トナーは付着しない。

【0011】ビデオ黒信号カウンタ309と不揮発性メモ

リ311は本発明によるものである。不揮発性メモリ311にはトナーカウンタ値を記憶するエリアが設けられている。このカウンタ値はユーザが新しいカートリッジに交換した時、通常ユーザによってクリアされる。ビデオ黒信号カウンタ309は1ページ分の黒ドットをカウントできるものでありA4サイズで300×300dpi（1インチ当たりの解像度）の時 $8 \times 10^6$ 程度までカウントできるものである。ビデオ黒信号カウンタ309でカウントされた黒画素数はトナー消費量に換算された後、不揮発性メモリ311にすでに記憶されているトナーカウンタに加算され、更新される。換算する場合は黒でなかったエリアにも多少のトナー消費があるものとして行われる。換算式は例えば

$T = B \times \alpha + [(S - B) / S] \times W$  となる。

【0012】Tはトナー消費量であり単位はミリグラム、Bはトナーカウンタの値で単位はドット、 $\alpha$ はトナー消費量に換算する係数、Sは現像器の現像対象面積で単位はドット、Wはレーザを全く露光させない時にでも消費されるトナーの量で単位はミリグラム。Tの値は印刷単位ごとに得られ、不揮発性メモリに加算更新される。また印刷が行われる度にTの値は新品のカートリッジが持つトナー総容量Mと比較され、たとえば、トナー残量Rとして

$R [\%] = [(M - T) \div M] \times 100$

のごとく百分率表示される。

【0013】通常レーザプリンタは不揮発性メモリを、ユーザの設定した内容を電源が切れた後も保持するため存在しているため、トナーカウンタのために特別用意する必要がない。さらにビデオ黒信号カウンタは単純な2進カウンタであり大きなコストアップとならない。

【0014】一方、レーザプリンタは通常濃度調整を何らかの手段でユーザが調整できる場合が多い。図1に示す様に、この濃度調整は現像バイアスの電圧値を現像バイアス制御装置115により変えることで実現できる。濃度指定手段116エンジン制御インターフェース310にて濃度を指定する場合もあれば、ユーザが指定した濃度をエンジン制御インターフェースを通じて読み取る方法も考えられる。こうして得られた濃度値Dに対し、実際の消費量Tdを得るには、たとえば

$Td = T \times D \times \alpha$

を計算する。ここでTは濃度が普通の時々のトナー消費量、 $\alpha$ は係数である。

【0015】こうすることにより濃度調整付のプリンタであっても、正しいトナー消費量を算出することができる。

【0016】以上本装置ではレーザプリンタにて実施例を説明したが、これに限らず、インクジェットプリンタやシリアルドットマトリクスプリンタ等にも応用できることは明らかである。

【0017】



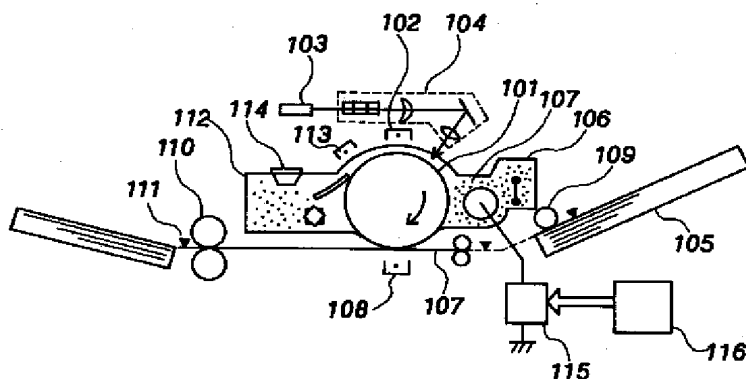
【発明の効果】以上述べて来た様に、本発明によれば、従来のトナー無し検知装置に比較し、まず第一に安価な装置を提供できる。第二に、トナー検知のための調整が全く不要となるため、製造コストが安くなる。第三に、ユーザは従来トナー無しとなるまで残量を知ることができなかったが、本発明によればこれを知ることができ、消耗品の追加発注等の消耗品在庫管理が仕易くなる。またトナー検知器の誤検知という問題も発生しない。

【0018】また濃度調整機能が付いた記録装置においても正確に使用量を算出できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 レーザプリンタのエンジン部分を示す概略構成

【図1】



図。

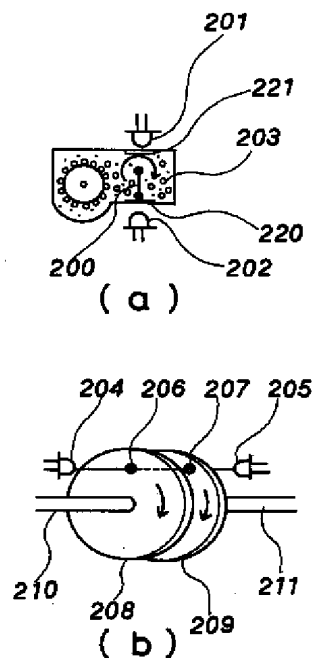
【図2】 本発明のコントローラの構成を示す図。

【図3】 従来のトナー無し検知構造を示す図。

【符号の説明】

101	感光ドラム
103	半導体レーザ
106	カートリッジ
107	トナー
302	CPU
309	ビデオ黒信号カウンタ
311	不揮発性メモリ

【図3】



1000

JP2000078105  
PUB DATE: 2000-03-14  
APPLICANT: NEC CORP

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US6510184  
PUB DATE: 2003-01-21  
APPLICANT: NEC CORP [JP]

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-078105

(43)Date of publication of application : 14.03.2000

(51)Int.Cl. H04J 11/00

H04J 1/00

H04J 1/06

(21)Application number : 10-366982

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 24.12.1998

(72)Inventor : OKAMURA YUSAKU

(30)Priority

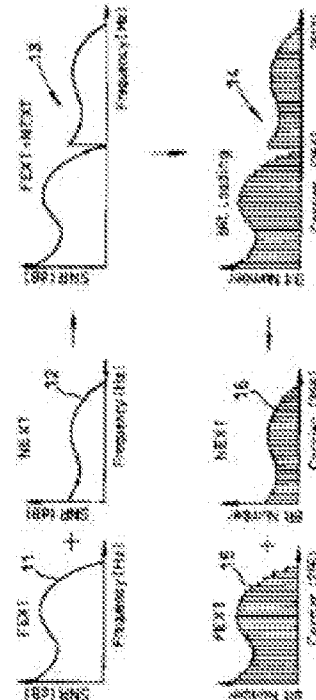
Priority number : 10046535 Priority date : 27.02.1998 Priority country : JP  
10173723 19.06.1998 JP

## (54) SYSTEM AND METHOD FOR MULTICARRIER TRANSMISSION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the distribution of bits having the maximum performance margin with respect to the quantity of noises to be periodically changed by regarding plural signal-to-noise ratio(SNR) value evaluated at different time as one SNR value evaluated by different frequencies at the same time.

SOLUTION: Even when the noise quantity of a transmission line is periodically changed, the plural existent SNR values caused by the noise of the periodical change are regarded as the SNR value of one line increasing a frequency band without any change with the lapse of time. Based on the SNR value of the line evaluated by an SNR evaluating part, a performance margin calculating part respectively calculates four kinds of bit distributions to set the performance margin to a maximum value in the case of providing four transmitted speeds. Then, the SNR value at the time of NEXT and FEXT shown in figures 11 and 12 is used as the SNR value evaluated up to the double frequency without being periodically changed as shown in a figure 13.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-78105

(P2000-78105A)

(43)公開日 平成12年3月14日(2000.3.14)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード*(参考)
H 0 4 J	11/00	H 0 4 J	11/00
	1/00		1/00
	1/06		1/06

審査請求 有 請求項の数28 O L (全 23 頁)

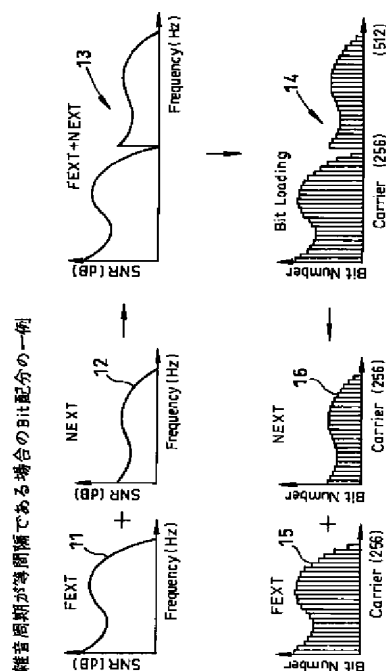
(21)出願番号	特願平10-366982	(71)出願人	000004237 日本電気株式会社 東京都港区芝五丁目7番1号
(22)出願日	平成10年12月24日(1998.12.24)	(72)発明者	岡村 勇作 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
(31)優先権主張番号	特願平10-46535	(74)代理人	100088812 弁理士 ▲柳▼川 信
(32)優先日	平成10年2月27日(1998.2.27)		
(33)優先権主張国	日本(J P)		
(31)優先権主張番号	特願平10-173723		
(32)優先日	平成10年6月19日(1998.6.19)		
(33)優先権主張国	日本(J P)		

(54)【発明の名称】 マルチキャリア伝送システム及びその方法

(57)【要約】

【課題】 雑音量が周期的に変化する場合に、与えられた伝送速度においてパフォーマンスマージンが最大の値になるDMT方式のビット配分を行う。

【解決手段】 漏話雑音によって周期的に変化する伝送回線のSNR値の組11と12とを、単一の伝送回線における時間的に変化のないSNR値の組13とみなして、マルチキャリアの各キャリアのビット配分を行う。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組を同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【請求項2】 前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする請求項1記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項3】 前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする請求項1記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項4】 前記ビット配分手段は、前記1つの信号対雑音比の組の各値及び前記各キャリアの電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項1～3いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項5】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【請求項6】 前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記

ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする請求項5記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項7】 前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする請求項5記載のマルチキャリア伝送システム。

10 【請求項8】 前記ビット配分手段は、前記2種の信号対雑音比の組の各値及び総送信電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項5～7いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項9】 前記第一の通信局から前記第二の通信局へのデータ伝送の場合、前記第一の通信局は予め定められた複数の伝送速度を前記第二の通信局へ送信する手段を有し、前記第二の通信局は前記信号対雑音比評価手段及び前記ビット配分手段を有し、前記ビット配分手段は、前記第一の通信局から送信されてきた前記複数の伝送速度と前記信号対雑音比の組とを基に、データ伝送におけるマージンを算出する手段と、この算出されたマージンを基に前記複数の伝送速度から最適伝送速度を選択する手段と、この選択された伝送速度に従って前記各キャリアのビット配分を算出する手段とを有することを特徴とする請求項1～8いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

20 【請求項10】 前記第二の通信局は前記ビット配分を前記第一の通信局へ送出する手段を更に含み、前記第一の通信局は前記ビット配分に従って前記第二の通信局へのデータ伝送をなすことを特徴とする請求項9記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項11】 前記2種の雑音の雑音源は、第一及び第二の通信局との間の通信回線と同一ケーブル上に存在することを特徴とする請求項1～10記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項12】 前記2種の雑音の環境は、第一の雑音環境及びこの第一の雑音環境よりも雑音状態が悪い第二の雑音環境であることを特徴とする請求項1～11記載のマルチキャリア伝送システム。

40 【請求項13】 前記2種の雑音は、遠端漏話及び近端漏話に起因するものであることを特徴とする請求項1～12記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項14】 前記第一及び第二の通信局間はディジタル加入者回線によるデータ伝送であることを特徴とする請求項1～13いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

50 【請求項15】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫

々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組を同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

【請求項16】 前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項15記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項17】 前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項15記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項18】 前記ビット配分ステップは、前記1つの信号対雑音比の組の各値及び前記各キャリアの電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項15～17いずれか記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項19】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

【請求項20】 前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項19記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項21】 前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット

配分をなすようにしたことを特徴とする請求項19記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項22】 前記ビット配分ステップは、前記2種の信号対雑音比の組の各値及び総送信電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項19～21いずれか記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項23】 前記第一の通信局から予め定められた複数の伝送速度を前記第二の通信局へ送信するステップを更に含み、

前記第二の通信局において実行される前記ビット配分ステップは、前記第一の通信局から送信されてきた前記複数の伝送速度と前記信号対雑音比の組とを基に、データ伝送におけるマージンを算出するステップと、この算出されたマージンを基に前記複数の伝送速度から最適伝送速度を選択するステップと、この選択された伝送速度に従って前記各キャリアのビット配分を算出するステップとを有することを特徴とする請求項19～22いずれか記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項24】 前記ビット配分を前記第二の通信局から前記第一の通信局へ送出するステップと、前記第一の通信局において前記ビット配分に従って前記第二の通信局へのデータ伝送をなすステップとを更に含むことを特徴とする請求項23記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項25】 前記2種の雑音の雑音源は、第一及び第二の通信局と間の通信回線と同一ケーブル上に存在することを特徴とする請求項19～24記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項26】 前記2種の雑音の環境は、第一の雑音環境及びこの第一の雑音環境よりも雑音状態が悪い第二の雑音環境であることを特徴とする請求項19～25記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項27】 前記2種の雑音は、遠端漏話及び近端漏話に起因するものであることを特徴とする請求項19～26記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項28】 前記第一及び第二の通信局間はディジタル加入者回線によるデータ伝送であることを特徴とする請求項19～27いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はマルチキャリア伝送システム及びその方法に関し、特にDMT (Discrete Multi-Tone) 変調方式として知られているマルチキャリア伝送システム及びその方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来のこの種のDMT方式のマルチキャリア伝送システムの例としては、米国特許公報第5,479,447号に開示の技術がある。

【0003】かかるDMT方式に使用されるADSL

10

20

30

40

50

(Asymmetric Digital Subscriber Line) 装置としては、複数のキャリアに QAM (Quadrature Amplitude Modulation) による変調を行い、この変調したキャリアを IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) を用いて多重化して送信するようになっている。受信側では、多重化された信号から各キャリアを FFT を用いて抽出し、QAM 変調された信号に復調を行うものである。

【0004】この場合、複数のキャリアの各々へのビット配分のために各キャリアの SNR (Signal to Noise Ratio : 信号対雑音比) を測定し、この測定された SNR に従ってビット配分を求める様になっている。例えば、図 13 の 15 に示すように、横軸の周波数は伝送に使用される各キャリアであり、各キャリアの周波数幅は 4.3125 KHz であってその総数は 256 であるが、これ等各数値は限定されるものではない。データ伝送時には、これ等キャリアを夫々変調するが、このとき SNR 値を評価してこの評価 SNR に従ってビット配分を求めている。この場合の SNR の評価では、各キャリアの周波数帯域において各々の SNR 値を求めている。

【0005】各キャリアはこうして定められた各ビット配分に従ってビット数の伝送を行うものである。このビット数は、評価された SNR 値に基き、与えられた伝送速度を満足しかつパフォーマンスマージン (性能余裕) が最大になるようにビット配分が算出される。

【0006】従来の DMT 方式 ADSL 技術において、与えられた伝送速度が最大のパフォーマンスマージンを有するビット配分となるように、当該ビット配分を計算する手法の一例としては、上述の米国特許第 5,479,447 号公報に詳述されている。図 13 はこのビット配分方法の一例を示している。送信したい伝送速度 (ビットレート) が与えられると、測定された伝送線路の SNR 値 (15) に基いて各キャリアが最大のパフォーマンスマージンを持つようにビット数を各キャリアに配分する (16) のものである。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】この DMT 方式の ADSL 技術において、日本国内では、同一ケーブル内に TCM (Time Compression Multiplexing) 方式の ISDN が存在し、これにより生じる周期的な漏話が ADSL への信号に大きな雑音となっている。図 14 を用いて ADSL 回線と TCM-ISDN 回線とが同一ケーブルに共存する場合に発生する漏話について説明する。図 14 には、ADSL 回線において下り方向 (ATU-C (ADSL Termination Unit-Center side) から ATU-R (ADSL Termination Unit-Remote side) の方向) にデータ伝送を行っている時に ATU-R が TCM-ISDN 回線によるデータ伝送によって発生する漏話が示されている。

【0008】図 14 に示すように、ADSL 回線において下り方向のデータ伝送を行っている時に、TCM-ISDN 回線が同じく下り方向のデータ伝送を行っている場合、遠端漏話 (FEXT : Far End Cross-Talk) が発生する。また、ADSL 回線において下り方向にデータ伝送を行っている時に TCM-ISDN 回線がこれとは逆方向の上り方向のデータ伝送を行っている場合、近端漏話 NEXT (Near End Cross-Talk) が生じる。TCM 方式の ISDN 回線では、データの伝送を上り方向と下り方向とで交互に行っているため、ADSL 回線は ISDN 回線のピンポン方式のデータ伝送の影響を受け、近端漏話と遠端漏話とが周期的に発生する。

10

20

30

40

50

SDN 回線が同じく下り方向のデータ伝送を行っている場合、遠端漏話 (FEXT : Far End Cross-Talk) が発生する。また、ADSL 回線において下り方向にデータ伝送を行っている時に TCM-ISDN 回線がこれとは逆方向の上り方向のデータ伝送を行っている場合、近端漏話 NEXT (Near End Cross-Talk) が生じる。TCM 方式の ISDN 回線では、データの伝送を上り方向と下り方向とで交互に行っているため、ADSL 回線は ISDN 回線のピンポン方式のデータ伝送の影響を受け、近端漏話と遠端漏話とが周期的に発生する。

【0009】従来の ADSL 技術で通信を行った場合、この周期的な漏話雑音のため、雑音状態の悪い近端漏話 (NEXT) 時にはエラーが多量に発生する。また、伝送速度を NEXT 雑音下での通信に合わせて設定した場合、伝送速度の大幅な減少となる。この ISDN からの漏話雑音状況下において、ADSL 装置の通信性能を向上させるためにいわゆるデュアルビットマップ方式が考えられる。この方式では、ADSL 装置はビットマップ (ビット配分) を 2 種類所有し、漏話雑音の周期に同期させてビットマップを切替えて通信速度を変化させる方式である。遠端漏話 (FEXT) 時には雑音は小さいため通信速度を大きくし、NEXT 時には大きい通信速度を小さくする。

【0010】ところが、このデュアルビットマップ方式では伝送線路の SNR 値が複数存在するため、上位層から与えられたビットレート (伝送速度) から従来の方法でビット配分を行うことはできない。即ち、測定した SNR 値に基づいて各キャリアが最大なパフォーマンスマージンを持つように、与えられたビットレートを 2 種類

【0011】以上の問題のため、周期的に線路の雑音量が変化し、この雑音の変化に同期して複数の伝送速度を切替える場合には、従来のビット配分方法では最大なパフォーマンスマージンを得ることができない。

【0012】本発明の目的は、異なる時間で評価された複数の SNR 値を、同じ時間の異なる周波数で評価された 1 つの SNR 値とみなすことにより、上記の課題を解決したビット配分方法を有するマルチキャリア伝送システム及びその方法を提供することである。

【0013】本発明の他の目的は、異なる時間で評価された複数の SNR 値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にすることにより、上記の課題を解決したビット配分方法を有するマルチキャリア伝送システム及びその方法を提供することである。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時



間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組を同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システムが得られる。

【0015】そして、前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする。また、前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする。更に、前記ビット配分手段は、前記1つの信号対雑音比の組の各値及び前記各キャリアの電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。

【0016】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システムが得られる。

【0017】そして、前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする。また、前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする。更に、前記ビット配分手段は、前記2種の信号対雑音比の組の各値及び総送信電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。

【0018】また、前記第一の通信局から前記第二の通信局へのデータ伝送の場合、前記第一の通信局は予め定められた複数の伝送速度を前記第二の通信局へ送信する手段を有し、前記第二の通信局は前記信号対雑音比評価手段及び前記ビット配分手段を有し、前記ビット配分手段は、前記第一の通信局から送信されてきた前記複数の伝送速度と前記信号対雑音比の組とを基に、データ伝送におけるマージンを算出する手段と、この算出されたマージンを基に前記複数の伝送速度から最適伝送速度を選択する手段と、この選択された伝送速度に従って前記各キャリアのビット配分を算出する手段とを有することを特徴とする。また、前記第二の通信局は前記ビット配分を前記第一の通信局へ送出する手段を更に含み、前記第一の通信局は前記ビット配分に従って前記第二の通信局へのデータ伝送をなすことを特徴とする。更に、前記2種の雑音の雑音源は、第一及び第二の通信局と間の通信回線と同一ケーブル上に存在することを特徴とし、また前記2種の雑音の環境は、第一の雑音環境及びこの第一の雑音環境よりも雑音状態が悪い第二の雑音環境であることを特徴とする。そして、前記2種の雑音は、遠端漏話及び近端漏話に起因するものであることを特徴とし、前記第一及び第二の通信局間はデジタル加入者回線によるデータ伝送であることを特徴とする。

【0019】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組を同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法が得られる。

【0020】そして、前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。また、前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。更に、前記ビット配分ステップは、前記1つの信号対雑音比の組の各値及び前記各キャリアの電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とす

る。

【0021】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするよう

な前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法が得られる。

【0022】そして、前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。また、前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。更に、前記ビット配分ステップは、前記2種の信号対雑音比の組の各値及び総送信電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。

【0023】また、前記第一の通信局から予め定められた複数の伝送速度を前記第二の通信局へ送信するステップを更に含み、前記第二の通信局において実行される前記ビット配分ステップは、前記第一の通信局から送信されてきた前記複数の伝送速度と前記信号対雑音比の組とを基に、データ伝送におけるマージンを算出するステップと、この算出されたマージンを基に前記複数の伝送速度から最適伝送速度を選択するステップと、この選択された伝送速度に従って前記各キャリアのビット配分を算出するステップとを有することを特徴とする。更に、前記ビット配分を前記第二の通信局から前記第一の通信局へ送出するステップと、前記第一の通信局において前記ビット配分に従って前記第二の通信局へのデータ伝送をなすステップとを含むことを特徴とする。

【0024】

【発明の実施の形態】以下に、図面を参照しつつ本発明の実施の形態につき説明する。図1は本発明の実施の形態を示すブロック図である。図1を参照すると、中央局としてATU-C100、端末としてATU-R200が、夫々設けられており、これ等両者間の伝送はデジタル加入者回線により行われる。尚、本例では、ATC-CからATU-Rへ送信する下り方向の伝送速度の決

定につき説明する。下り方向伝送速度送信部1は図示せぬ上位層から指定された下り方向伝送速度 $r_1 \sim r_4$ （本例では、4種の速度とする）をATU-Rへ送信するものである。

【0025】選択伝送速度記憶部9はATU-R200にて選択された伝送速度 $r_n$ を記憶するものであり、ビット、パワー配分テーブル10はATU-R200から送信されたビット、パワー配分テーブルを記憶するものである。このビット、パワー配分テーブル10に従って、各キャリアのビット配分及びパワー配分（マッピング）が行われつつ下り方向のデータ伝送がなされる。

【0026】以上はATU-C100の機能であるが、ATU-R200の機能は次の如くである。下り方向SNR評価部2は下り方向伝送の際の伝送線路のSNR評価を行うものであり、ここでは、例として、TCM-ISDNがADSLと同一ケーブル内に存在し、その漏話雑音が周期的に変化する場合について説明する。図2はTCM-ISDNからADSLへの漏話雑音を説明するための図である。図(A)はTCM-ISDNのデータの送信方向を示し、(B)はそれによってADSL(ATU-R)に対して生じる漏話雑音を示す。

【0027】ISDNの上り方向送信時には、ATU-Rには近端漏話NEXTが生じ、下り方向送信時には、遠端漏話FEXTが生じる。そのために、下り方向SNR評価部2は、NEXTとFEXTとの2種の雑音が存在する場合での各キャリア周波数におけるSNR値の組を夫々に評価（算出）し、対応するSNRの組をNEXT SNR及びFEXT SNRの各保持部3に夫々保持する。尚、図2(B)はTCM-ISDNにより生じる漏話雑音の時間間隔が等しい場合であるが、図2(C)は等しくない場合の例を示している。図2(C)において、 $f$ 及び $n$ は雑音が発生する期間の時間比率を示しており、この場合にはFEXTが発生する期間 $f$ はNEXTが発生する期間 $n$ より短い。

【0028】速度適応アルゴリズム部8は、パフォーマンスマージン計算部4と、伝送速度選択部5と、ビット、パワー配分テーブル送信部6とを有する。パフォーマンスマージン計算部4は下り方向SNR評価部2にて評価された線路のSNR値3を基に、ATU-C100より送信されてきた4種の伝送速度を夫々実現する場合に最大のパフォーマンスマージン値を、4種類計算する。伝送速度選択部5は、これ等4種類のパフォーマンスマージン値から送信可能でかつ伝送速度が最も大なる値を選択する。ビット、パワー配分テーブル送信部6は、選択された伝送速度 $r_n$ で送信を行うためのビット、パワー配分テーブルをATU-C100へ送信するが、このビット、パワー配分テーブル7はNEXT時及びFEXT時で周期的に変化するSNR値の各組に対して夫々算出されたものである。

【0029】図3は図1のブロックの動作を示すフロー

チャートである。上位層から与えられた4つの伝送速度は、ATU-CからATU-Rに向かって送信される（ステップA1）。例えば、 $r1$  から  $r4 \text{ bit/s}$  の4種類の伝送速度がその他のパラメータと共にATU-CからATU-Rに送信される。ATU-R側は、雑音が周期的に変化する場合、特にここではTCM-ISDNが同一ケーブル内に存在する場合、ISDNからADSLに対してNEXT及びFEXTが発生する。下り方向SNR評価部2では、この両方の場合における各周波数のSNR値を評価し、各々をNEXT SNR、FEXT SNR 3に保持する。図4の11及び12は評価された各周波数のSNR値を示し、11はFEXT発生時の、12はNEXT発生時の各SNR値を示す。

【0030】パフォーマンスマージン計算部4は、SNR評価部2で評価した線路のSNR値3を基に、送信された4つの伝送速度を実現する場合、パフォーマンスマージンを最大の値に設定するビット配分を夫々4種類計算する（ステップA2）。図4はその計算方法を示す。11、12に示すNEXT及びFEXT時のSNR値を図4の13に示すように、周期的に変化することがなく倍の周波数まで評価されたSNR値として使用する。

【0031】これにより、回線のパフォーマンスマージンを計算するにあたって、使用周波数が倍でありSNR値が13であるような時間的に変化のない線路について、伝送速度は与えられた伝送速度の値を倍にし、512のキャリアを使用する場合とみなしてビット配分方法を用いる。本例では、各キャリアの電力制限がある場合であり、これ等各キャリアの電力上限をEmaskとする。ここで、データの送信に使用可能な総送信電力の上限Etargetは、（全キャリア数）×（各キャリアの電力上限Emask）とし、総送信電力の上限によっては、各キャリアに使用可能な送信電力が制限されることはないものとする。

【0032】伝送速度選択部5では、計算した4種類のパフォーマンスマージン値、例えば、図3のステップA2に示すように4種類のマージン値 $m1 \sim m4$  から、伝送速度が最も速かつマージンが負でない送信可能な伝送速度を選択する（ステップA3）。全伝送速度に関してマージンが全て負であれば、4つの伝送速度全てが送信不可能であることを示し、ATU-RはATU-Cに向けて全伝送速度失敗出力を送信する（ステップA6）。伝送速度のどれか1つを選択することができれば、その選択した伝送速度及びそのパフォーマンスマージンをATU-Cに送信する（ステップA4）。

【0033】ビット、パワー配分テーブル送信部6では選択した伝送速度で送信を行うためのビット、パワー配分テーブルを送信する（ステップA5）。このテーブルは、NEXT時及びFEXT時で周期的に変化するSNR値夫々に対して計算する必要がある。使用するビット、パワー配分テーブルは、512キャリアを使用する

場合として計算したビット、パワー配分テーブル7から、前半256キャリアに相当する部分をFEXT用テーブル、後半256キャリアに相当する部分をNEXT用テーブルとして使用する。計算された夫々のテーブルはATU-RからATU-Cに送信される。

【0034】また、図2（C）の場合では、伝送線路の雑音の変化周期が等間隔でないため、複数のSNR値を単一のSNR値にする時に、その時間間隔の比率 $f$ 及び $n$ だけSNR値の周波数を増加させる。図5はそのビット配分の計算方法を示す。図5（A）に示すように、図4の11、12に示すNEXT及びFEXT時のSNR値を、FEXT時のSNR値は $f$ 倍、更にNEXT時のSNR値を $n$ 倍の周波数まで拡張して使用する。伝送速度は与えられた伝送速度の値を $f+n$ 倍し、 $(f+n) \times 256$ のキャリアを使用する線路とみなして、図5（B）の如きビット配分方法を用いる。

【0035】データの送信に使用するビット、パワー配分テーブルは、FEXT時に使用するテーブルの場合、FEXT時のSNR値を用いたキャリアのどれか一集合に配分されたビット、パワー配分テーブルを使用する。またNEXT時のテーブルも同様に、NEXT時のSNR値を用いたキャリアのどれか一集合に配分されたテーブルを使用する。例えば、 $(3+2) \times 256 = 1280$ のキャリアを使用するとして計算した図5の場合、ビット、パワー配分テーブル（図5（B））から0～255のキャリアに相当する部分をFEXT用テーブル、768～1023のキャリアに相当する部分をNEXT用テーブルとして使用する。

【0036】計算された各テーブルは、ATU-RからATU-Cに送信されて、ビット、パワー配分テーブル10に保持されて、下り方向送信時のビット、パワー配分（マッピング）に用いられるのである。

【0037】図6は図3のステップA2におけるパフォーマンスマージンの計算方法を示すフローである。先ず、各キャリア $i$ の送信電力を $E(i)$ として正規化したSNR( $i$ )を求める（ステップA7）。そして、この計算されたSNR( $i$ )を降順に並べ替え（ステップA8）、

$$SNR(i) \geq SNR(i+1)$$

となるように番号の振り替えを行う。尚、全キャリア数 $N$ より小なる $i$ までの全ての番号につき上記不等式は適用される。

【0038】次に、 $k=1$ 、 $\gamma_{\max} = -\infty$ 、 $count = 0$ とする（ステップA9）。 $k$ はカウンタ、 $\gamma_{\max}$ は現在の最大可能システムパフォーマンスマージン、 $count$ は $\gamma_{\max}$ を達成するために使用するキャリア数である。そして、 $\gamma(k)$ の計算を行う（ステップA10）。

【0039】この $\gamma(k)$ の計算式は、

【数1】

$$\gamma(k) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\overline{\text{SNR}(k)}}{2 \frac{B_{\text{target}}}{k} - 1} \right\} + \gamma_{\text{eff}} - 9.8 \text{ (dB)}$$

で与えられる。

【0040】 $\gamma(k)$ は1キャリアシンボル中に達成可能な最大システムパフォーマンスマージンである。この時、目標達成速度が $B_{\text{target}}$ であり、総有効コーディングゲインが $\gamma_{\text{eff}}$ であり、希望するビットエラーレートが $10^{-7}$ 、最良キャリアを $k$ 本使用し、現在の幾何平均SNRは、

$$\overline{\text{SNR}(k)} = \left[ \prod_{i=1}^k E_i \cdot \text{SNR}(i) \right]^{\frac{1}{k}}$$

で与えられる。

【0041】 $i$ 番目のキャリアが使用する現在の送信電力 $E_i$ は、

$$E_i = E_{\text{max}i}$$

で与えられる。ここで、送信機により制限される総入力電力 $E_{\text{target}}$ は、

$$b_i = \text{floor} \left[ \log_2 \{ 1 + E_{\text{max}i} \cdot \text{SNR}(i) / \Gamma_{\text{max}} \} \right]$$

を用いて計算する。floor は小数点以下切捨てを示し、※ ※切捨てられた小数点以下の値は、diffi として

$$\text{diffi} = b_i - \log_2 \{ 1 + E_{\text{max}i} \cdot \text{SNR}(i) / \Gamma_{\text{max}} \}$$

により算出される(ステップA15)。

【0045】ここで $\Gamma_{\text{max}}$ は、

$$\Gamma_{\text{max}} = \left[ Q^{-1} \left( \frac{P_e}{N_e} \right) \right]^2 + \gamma_{\text{max}} - \gamma_{\text{eff}} - 4.77 \text{ (dB)}$$

で与えられる。 $P_e$ はビットエラーレートであり、 $N_e$ は入力信号コンスタレーションの最も隣接するポイント☆

☆の数であり、Q関数は、

【数4】

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy$$

にて定義されるものである。

【0046】そして、 $B_{\text{total}}$ を計算する(ステップA16)。この $B_{\text{total}}$ は、現在のビット配分テーブルが1マルチキャリアシンボルにおいてサポートしている総ビット数であり、 $B_{\text{total}} = \sum b_i$ である。ここに、 $\sum$ は $i = 0 \sim N-1$ の総和である。

【0047】そして、 $B_{\text{total}} < B_{\text{target}}$ である場合、現在のビット配分テーブルから1ビット、最少のdiffi値を持つキャリアのビット配分テーブル $\{b_i\}$ を1

※  $E_{\text{target}} = k \cdot E_{\text{max}i}$

であり、 $k$ は使用するキャリア数である。

【0042】 $E_{\text{max}i}$ は $i$ 番目のキャリアが送信可能な最大電力であり、これは送信パワーマスクにより決まる。

この場合、総入力電力 $E_{\text{target}}$ によっては、各キャリアの送信可能な最大電力が制限されることはない。

【0043】そして、 $\gamma(k) > \gamma_{\text{max}}$ である場合、 $\gamma_{\text{max}} = \gamma(k)$ 、 $\text{count} = k$ とする(ステップA11, A12)。 $k$ が $N$ でなければ、 $k = k + 1$ として(ステップA14)、ステップA10へ戻る。ここで、 $\gamma_{\text{max}}$ は与えられたシステムパラメータにおける最大可能システムパフォーマンスマージンを示しており、 $\text{count}$ は $\gamma_{\text{max}}$ を達成するために使用する最良キャリア数となる。

【0044】図7は図3のステップA5におけるビット配分テーブルの計算方法を示すフローである。上述した $\gamma_{\text{max}}$ 及び $\text{count}$ を使用し、初期のビット配分テーブル $\{b_i\}$ を、

ビット増加させ、 $\text{diffi} = \text{diffi} + 1$ 、 $B_{\text{total}} = B_{\text{total}} + 1$ とする(ステップA17, A18)。これを $B_{\text{total}} = B_{\text{target}}$ となるまで繰り返す。

【0048】図8は図3のステップA5におけるパワー配分テーブルの算出方法を示すフローである。まず、与えられたビット配分テーブル $\{b_i\}$ を基に、 $P_e(i) = P_{e,i,\text{target}}$ となるように、入力電力 $\{E_i\}$ を割当てる(ステップA19)。ここで、 $P_e(i)$ は $i$ 番目のキャリアのエラー確率、 $P_{e,i,\text{target}}$

は  $i$  番目のキャリアの目標エラー確率である。尚、 $\{E_i\}$  は  $i$  番目のキャリアが使用する総送信電力である。現在の総送信電力  $E_{total}$  を、

$$E_{total} = \sum E_i$$

として算出する（ステップ A20）。ここに、 $\Sigma$  は  $i = 0 \sim N-1$  の総和である。

【0049】そして、最終電力分布  $\{E_i\}$  を再調整する（ステップ A21）。この再調整は、 $E_{target}/E_{total}$  と  $E_{max,i}$  のうち小なる値を  $E_i$  とすることで行う。このシステムにおける初期のビット及びパワー（電力）配分テーブルは、 $\{b_i\}$  及び  $\{E_i\}$  によって与えられることになる。

【0050】次に、本発明の他の実施の形態につき説明する。上記実施の形態では、各キャリアの送信電力制限がある場合であったが、本例では、総送信電力制限がある場合につき述べる。本実施の形態においても、図1のブロック図及び図3のその動作を示すフローチャートについては、同一であるものとする。上位層から与えられた4つの伝送速度は、ATU-CからATU-Rに向かって送信される（ステップ A1）。例えば、 $r_1$  から  $r_4$   $bit/s$  の4種類の伝送速度がその他のパラメータと共にATU-CからATU-Rに送信される。

【0051】ATU-R側は、雑音量が周期的に変化する場合、特にここではTCM-ISDNが同一ケーブル内に存在する場合、ISDNからADSLに対してNEXT及びFEXTが発生する。下り方向SNR評価部2では、この両方の場合における各周波数のSNR値を評価し、各々をNEXT SNR、FEXT SNR3に保持する。図9の11及び12は評価された各周波数のSNR値を示し、11はFEXT発生時の、12はNEXT発生時の各SNR値を示す。

【0052】パフォーマンスマージン計算部4は、SNR評価部2で評価した線路のSNR値3を基に、送信された4つの伝送速度を実現する場合、パフォーマンスマージンを最大の値に設定するビット配分を夫々4種類計算する（ステップ A2）。図9はその計算方法を示す。異なる時間で評価された複数のSNR値及び総送信電力を考慮して与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするようなマルチキャリアのビット配分を夫々算出する。そのとき、図9に示されるように異なる時間で評価されたNEXT時及びFEXT時のSNR値とデータ伝送時の総電力とを考慮して、ATU-C100から与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするようなマルチキャリアの各キャリアのビット配分を算出する。

【0053】伝送速度選択部5では、計算した4種類のパフォーマンスマージン値、例えば、図3のステップA2に示すように4種類のマージン値  $m_1 \sim m_4$  から、伝送速度が最も速かつマージンが負でない送信可能な伝送速度を選択する（ステップ A3）。全伝送速度に関し

てマージンが全て負であれば、4つの伝送速度全てが送信不可能であることを示し、ATU-RはATU-Cに向けて全伝送速度失敗出力を送信する（ステップ A6）。伝送速度のどれか1つを選択することができれば、その選択した伝送速度及びそのパフォーマンスマージンをATU-Cに送信する（ステップ A4）。ビット、パワー配分テーブル送信部6では選択した伝送速度で送信を行うためのビット、パワー配分テーブルを送信する（ステップ A5）。このテーブルは、NEXT時及びFEXT時で周期的に変化するSNR値夫々に対して計算する必要がある。計算された夫々のテーブルはATU-RからATU-Cに送信される。

【0054】また、図2（C）の場合では、伝送線路の雑音の変化周期が等間隔でないため、複数のSNR値を単一のSNR値にする時に、その時間間隔の比率  $f$  及び  $n$  だけSNR値の周波数を増加させる。図5はそのビット配分の計算方法を示す。図5（A）に示すように、図4の11、12に示すNEXT及びFEXT時のSNR値を、FEXT時のSNR値は  $f$  倍、更にNEXT時のSNR値を  $n$  倍の周波数まで拡張して使用する。伝送速度は与えられた伝送速度の値を  $f+n$  倍し、 $(f+n) \times 256$  のキャリアを使用する線路とみなして、図5（B）の如きビット配分方法を用いる。

【0055】データの送信に使用するビット、パワー配分テーブルは、FEXT時に使用するテーブルの場合、FEXT時のSNR値を用いたキャリアのどれか一集合に配分されたビット、パワー配分テーブルを使用する。またNEXT時のテーブルも同様に、NEXT時のSNR値を用いたキャリアのどれか一集合に配分されたテーブルを使用する。例えば、 $(3+2) \times 256 = 1280$  のキャリアを使用するとして計算した図5の場合、ビット、パワー配分テーブル（図5（B））から  $0 \sim 255$  のキャリアに相当する部分をFEXT用テーブル、 $768 \sim 1023$  のキャリアに相当する部分をNEXT用テーブルとして使用する。計算された各テーブルは、ATU-RからATU-Cに送信されて、ビット、パワー配分テーブル10に保持されて、下り方向送信時のビット、パワー配分（マッピング）に用いられる。

【0056】図10は図3のステップA2におけるパフォーマンスマージンの計算方法を示すフローである。先ず、各キャリア  $i$  の送信電力を  $E(i)$  として正規化したSNR  $(i)$  を求める（ステップ S10）。そして、この計算されたSNR  $(i)$  を降順に並べ替え（ステップ S11）、

$$SNR(i) \geq SNR(i+1)$$

となるように番号の振り替えを行う。尚、全キャリア数  $N$  より小なる  $i$  までの全ての番号につき上記不等式は適用される。

【0057】次に、 $k=1$ 、 $KF=KN=0$ 、 $countF=countN=0$ 、 $\gamma_{max}=-\infty$  とする（ステッ

ブS12)。kはカウンタ、 $\gamma_{\max}$ は現在の最大可能システムパフォーマンスマージン、countF、countNは $\gamma_{\max}$ を達成するために使用するキャリア数であり、添字のFはFEXT用テーブルの先頭文字Fを、またNはNEXT用テーブルの先頭文字Nを、夫々示している。そして、 $\gamma_F(k)$ 、 $\gamma_N(k)$ の計算を行う(ステップS13)。この $\gamma_F(k)$ 、 $\gamma_N(k)$ の計算式は先の「数1」の式と同一である。

【0058】 $\gamma(k)$ は1キャリアシンボル中に達成可能な最大システムパフォーマンスマージンである。この時、目標達成速度がBtargetであり、総有効コーディングゲインが $\gamma_{\text{eff}}$ であり、希望するビットエラーレートが $10^{-7}$ 、最良キャリアをk本使用し、現在の幾何平均SNRは先の「数2」の式と同一である。

【0059】また、i番目のキャリアが使用する現在の送信電力 $E_i$ は、

$$E_{i,F} = \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{E_{\text{target}}}{K_F} \\ E_{\text{max}i} \end{array} \right.$$

$$E_{i,N} = \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{E_{\text{target}}}{K_N} \\ E_{\text{max}i} \end{array} \right.$$

\*30

$$b'_{i,F} = \min \left\{ \begin{array}{l} \text{round} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\frac{E_{\text{target}}}{\text{count}_F} \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \\ \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{max}} \cdot \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \end{array} \right.$$

$$b'_{i,N} = \min \left\{ \begin{array}{l} \text{round} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\frac{E_{\text{target}}}{\text{count}_N} \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \\ \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{max}} \cdot \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \end{array} \right.$$

を用いて計算する。

【0063】floorは小数点以下切捨てを示し、切捨て

\*で与えられる。ここで、Etargetは送信機により制限される総入力電力である。

【0060】Emaxiはi番目のキャリアが送信可能な最大電力であり、これは送信パワーマスクにより決まる。そして、 $\gamma_F(k) > \gamma_{\max}$ または $\gamma_N(k) > \gamma_{\max}$ である場合(ステップS14/YES)、countF=KF、countN=KNとし、 $\gamma_F(k) > \gamma_{\max}$ のときは、 $\gamma_{\max} = \gamma_F(k)$ 、 $\gamma_N(k) > \gamma_{\max}$ のときは、 $\gamma_{\max} = \gamma_N(k)$ とする(ステップS15)。

【0061】そして、 $\gamma_F(k) > \gamma_N(k)$ である場合(ステップS16/YES)にはKF++(ステップS17)、そうでない場合(ステップS16/NO)にはKN++とする(ステップS18)。そして、KF=KN=Nでなければ(ステップS19/NO)、ステップS13へ戻る。ここで、 $\gamma_{\max}$ は与えられたシステムパラメータにおける最大可能システムパフォーマンスマージンを示しており、countF、countNは $\gamma_{\max}$ を達成するための最良キャリア数となる。

【0062】図11は図3のステップA5におけるビット配分テーブルの計算方法を示すフローである。上述した $\gamma_{\max}$ 及びcountF、countNを使用し、初期のビット配分テーブル{b'i}を、  
【数6】

られた小数点以下の値は、diffiとして、

【数7】

$$b_i = \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\max} \cdot \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \text{ の場合には、}$$

$$\text{diff}_i = 0.5$$

その他の場合には、

$$\text{diff}_i = \begin{cases} b_i - \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{target}}}{\text{count}_F} \text{SNR}(i) \right) & (i \in F) \\ b_i - \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{target}}}{\text{count}_N} \text{SNR}(i) \right) & (i \in N) \end{cases}$$

により算出される（ステップS20）。

【0064】ここで $\Gamma_{\max}$ は、上記「数3」と同一である。また、 $P_e$ はビットエラーレートであり、 $N_e$ は入  
力信号コンスタレーションの最も隣接するポイントの数  
であり、 $Q$ 関数は上記「数4」と同一である。そして、  
 $B_{\text{total}}$ を計算する（ステップS21）。この $B_{\text{total}}$   
は、現在のビット配分テーブルが1マルチキャリアシ  
ンボルにおいてサポートしている総ビット数であり、

$$B_{\text{total}} = \sum b'_i$$

である。ここに、 $\Sigma$ は $i = 0 \sim N-1$ の総和である。

【0065】そして、 $B_{\text{total}} < B_{\text{target}}$ である場合  
（ステップS23/YES）、現在のビット配分テー  
ブルから1ビット、最大の $\text{diff}_i$ 値を持つキャリアのビ  
ット配分テーブル $\{b'_i\}$ を1ビット減少させ、 $\text{diff}_i$   
 $= \text{diff}_i - 1$ 、 $B_{\text{total}} = B_{\text{total}} - 1$ とする（ステッ  
プS24）。また、 $B_{\text{total}} < B_{\text{target}}$ である場合（ス  
テップS23/NO）、現在のビット配分テーブルから  
1ビット、最小の $\text{diff}_i$ 値を持つキャリアのビット配  
分テーブル $\{b'_i\}$ を1ビット増加させ、 $\text{diff}_i = \text{diff}_i$   
 $+ 1$ 、 $B_{\text{total}} = B_{\text{total}} + 1$ とする（ステップS2  
5）。これを、 $B_{\text{total}} = B_{\text{target}}$ （ステップS22/  
YES）となるまで繰り返す。

【0066】図12は図3のステップA5におけるパ  
ワー配分テーブルの算出方法を示すフローである。先ず、  
与えられたビット配分テーブル $\{b'_i\}$ を基に、 $P_e$   
 $(i) = P_{e,i,\text{target}}$ となるように、入力電力 $\{E'_i\}$   
を割当てる（ステップS30）。ここで、 $P_e$   
 $(i)$ は $i$ 番目のキャリアのエラー確率、 $P_{e,i,\text{target}}$   
は $i$ 番目のキャリアの目標エラー確率である。尚、 $\{E'_i\}$   
は $i$ 番目のキャリアが使用する総送信電力であ  
る。

【0067】現在の総送信電力 $E_{\text{total},F}$ 及び $E_{\text{total},N}$ を、

【数8】

$$E_{\text{total},F} = \sum_{i \in F} E_i$$

$$E_{\text{total},N} = \sum_{i \in N} E_i$$

として夫々算出する（ステップS31）。ここに、 $\Sigma$ は  
 $i = 0 \sim N-1$ の総和である。

【0068】そして、最終電力分布 $\{E'_i\}$ を再調整  
する（ステップS32）。この再調整は、 $E_{\text{target}}/E_{\text{total},F}$   
または $E_{\text{target}}/E_{\text{total},N}$ と $E_{\max,i}$ のうち  
小なる値 $E'_{i,F}$ または $E'_{i,N}$ を、

【数9】

$$E'_{i,F} = \min \left\{ \frac{E_{\text{target}}}{E_{\text{total},F}} E_i, E_{\max,i} \right\}$$

$$E'_{i,N} = \min \left\{ \frac{E_{\text{target}}}{E_{\text{total},N}} E_i, E_{\max,i} \right\}$$

とすることで行う。このシステムにおける初期のビット  
及びパワー（電力）配分テーブルは、 $\{b'_i\}$ 及び  
 $\{E'_i\}$ によって与えられることになる。

【0069】上記の各実施の形態では、下り方向のデー  
タ伝送の場合につき述べたが、ATU-R200からA  
TU-C100への上り方向のデータ伝送の場合にも、

全く同様であり、図1に示したATU-C100の構成がATU-R200に、ATU-R200の構成がATU-C100に、夫々設けられるものである。

【0070】尚、本発明は上記実施の形態に限定されるものではなく、例えば、ADSL以外のDMT通信方式を使用した装置がISDNと同一ケーブル上に存在する場合や、ISDN以外の2種類以上の周期的な雑音源が同一ケーブル上に存在する場合にも、同様に適用できるものである。

【0071】

【発明の効果】以上述べたように、本発明によれば、伝送線路の雑音量が周期的に変化する場合でも、この周期的変化の雑音に起因して複数存在するSNR値を、時間的に変化することがなく周波数帯域が増加した一つの線路のSNR値とみなすことで、周期的に変化する雑音量に対して最大のパフォーマンスマージン値を有するビット配分を得ることができるという効果がある。

【0072】また、本発明によれば、伝送線路の雑音量が周期的に変化する場合でも、この周期的変化の雑音に起因して異なる時間で評価された複数のSNR値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にする各キャリアのビット配分を得ることができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図2】TCM-ISDNデータとADSLへの雑音状態との関係を示す図である。

【図3】図1のブロックの動作を示すフローチャートである。

【図4】雑音周期が等間隔の場合のビット配分の例を示す図である。

10

20

30

\*

\*【図5】雑音周期が等間隔でない場合のビット配分の例を示す図である。

【図6】図3のステップA2の詳細を示すフロー図である。

【図7】図3のステップA5のビット配分の計算方法を示すフロー図である。

【図8】図3のステップA5のパワー配分の計算方法を示すフロー図である。

【図9】雑音周期が等間隔の場合のビット配分の他の例を示す図である。

【図10】図3のステップA2の詳細の他の例を示すフロー図である。

【図11】図3のステップA5のビット配分の計算方法の他の例を示すフロー図である。

【図12】図3のステップA5のパワー配分の計算方法の他の例を示すフロー図である。

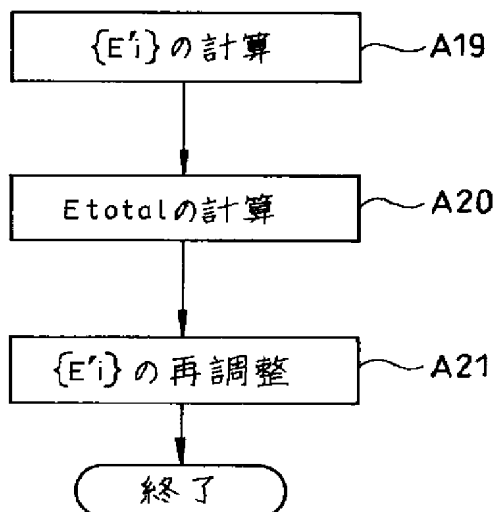
【図13】従来のビット配分の例を示す図である。

【図14】遠端漏話及び近端漏話の発生例を示す図である。

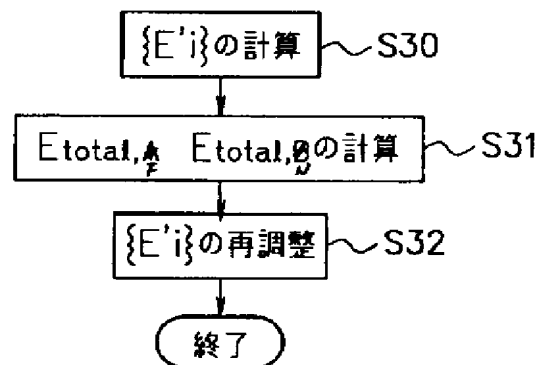
【符号の説明】

- 1 下り方向伝送速度送信部
- 2 下り方向SNR評価部
- 3 SNR値
- 4 パフォーマンスマージン計算部
- 5 伝送速度選択部
- 6 ビット、パワー配分テーブル送信部
- 7、10 ビット、パワー配分テーブル
- 8 速度適応アルゴリズム
- 9 選択伝送速度記憶部
- 100 ATU-C（中央局）
- 200 ATU-R（端末）

【図8】

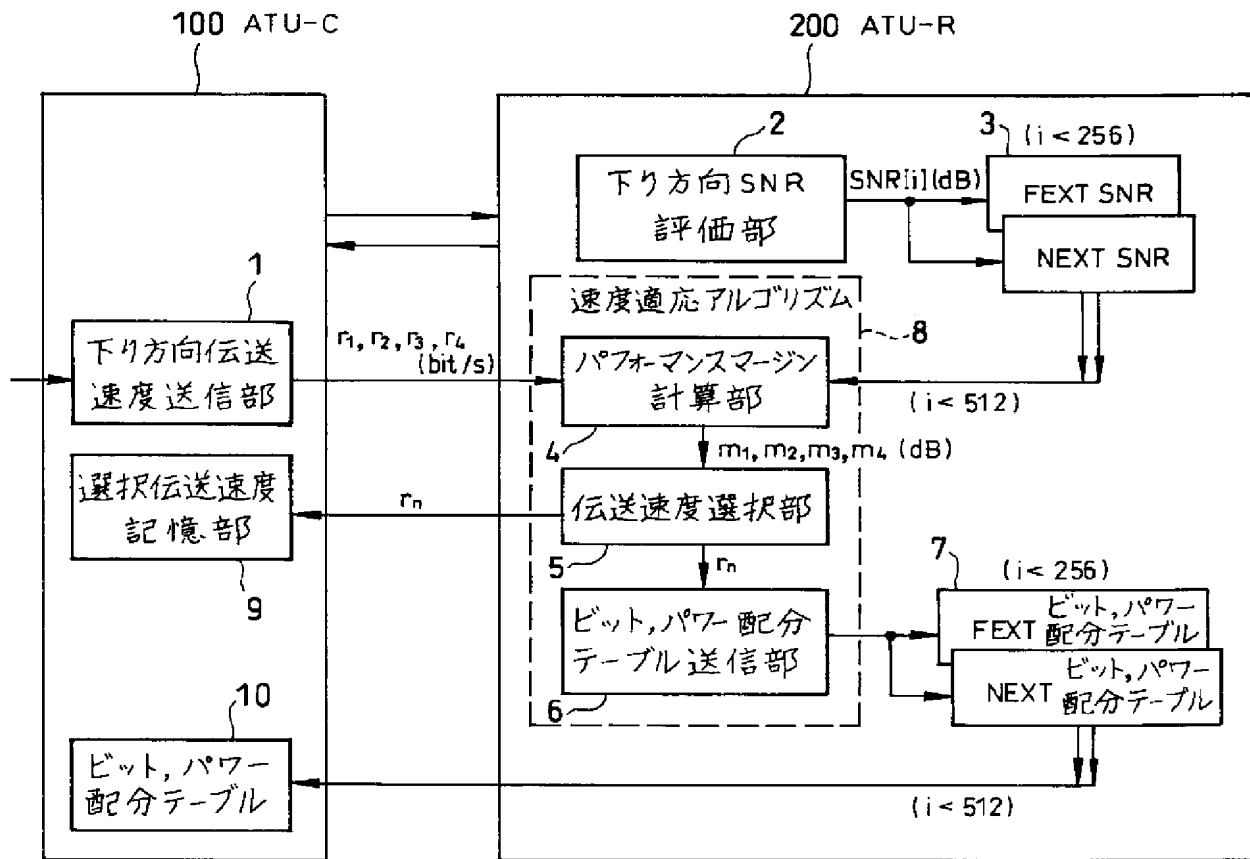


【図12】

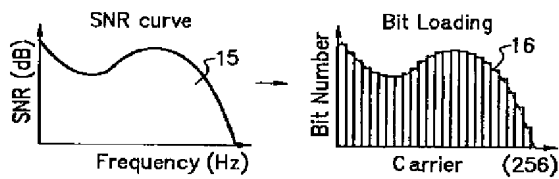




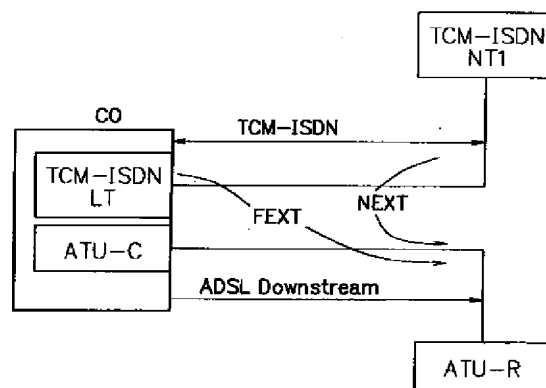
【図1】



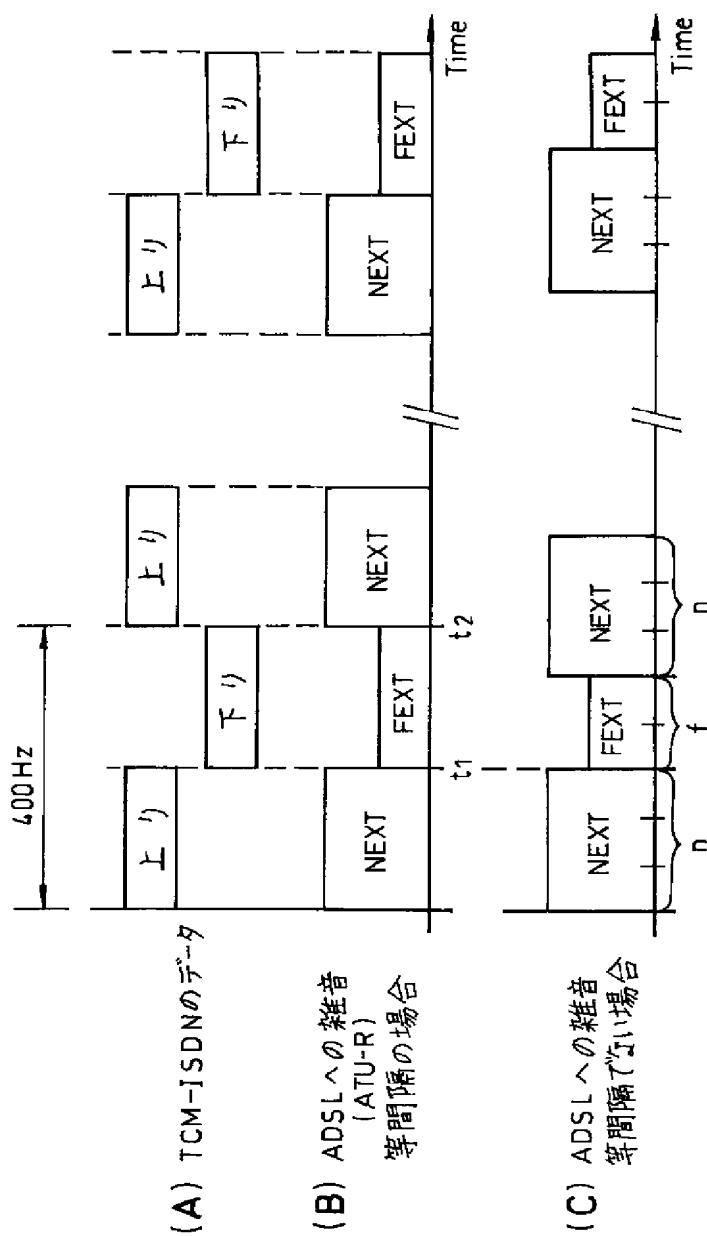
【図13】



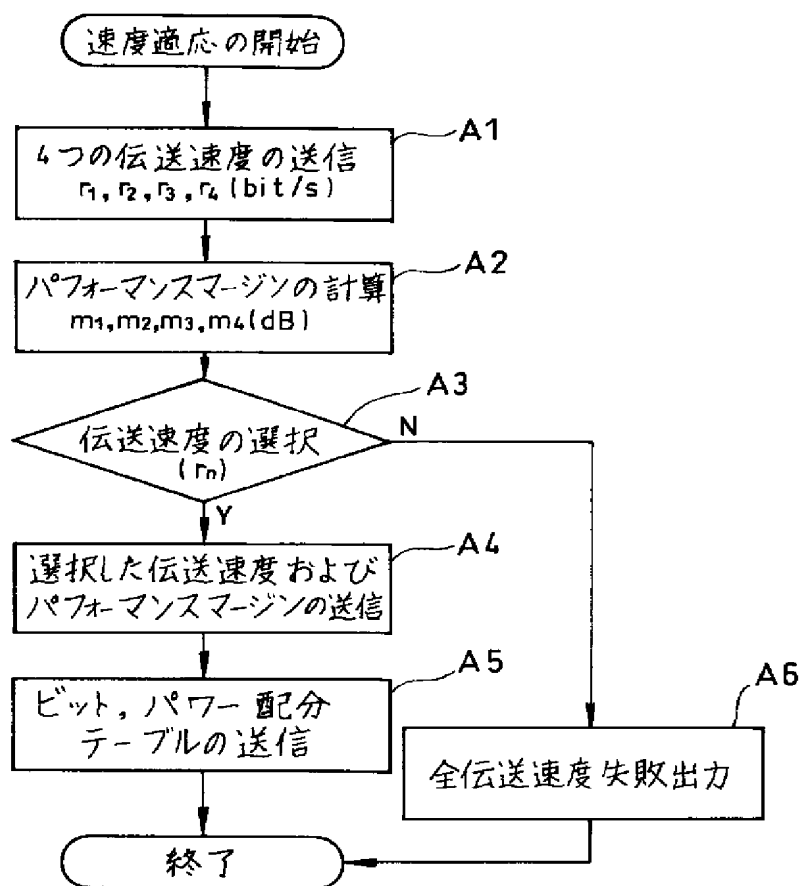
【図14】



【図2】

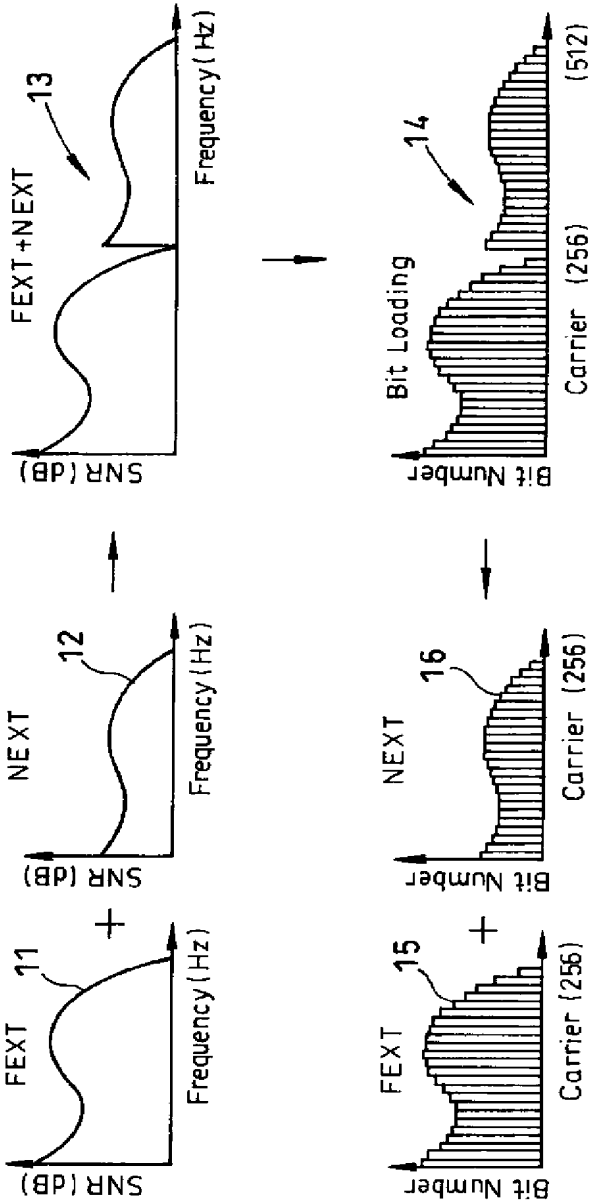


【図3】

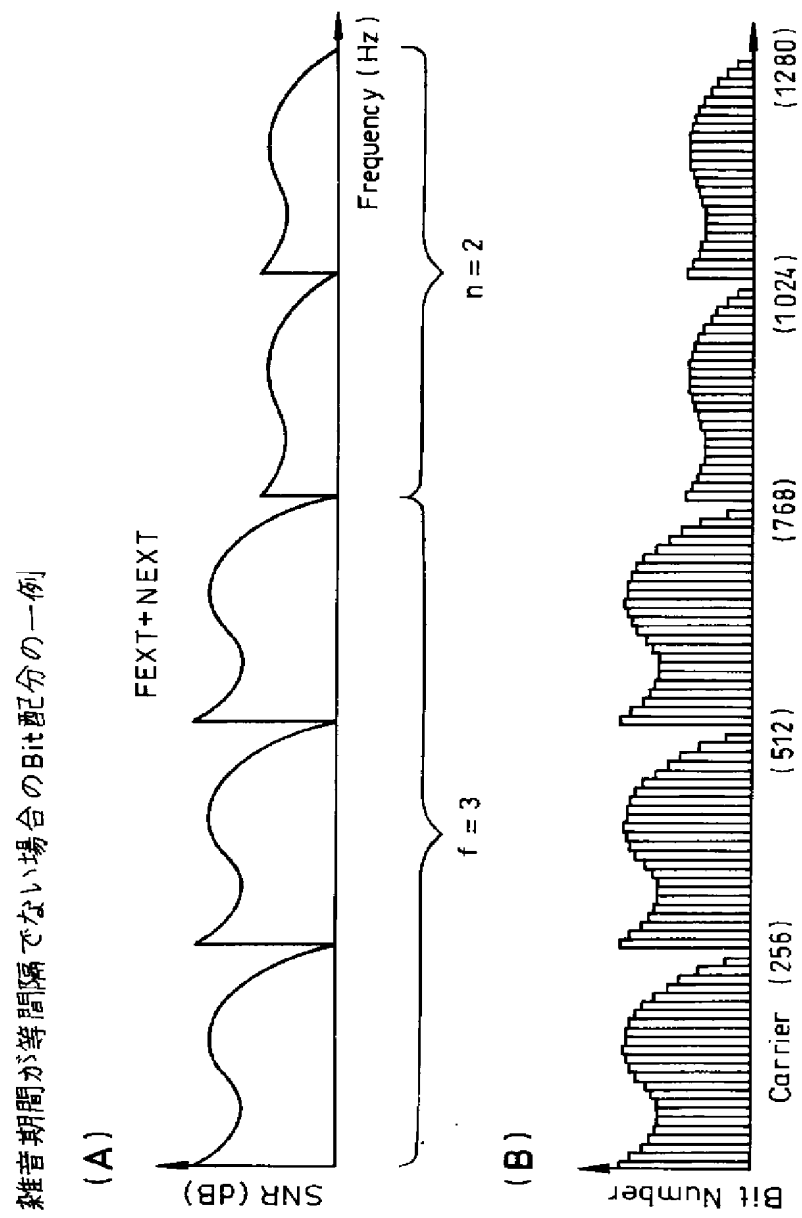


【図4】

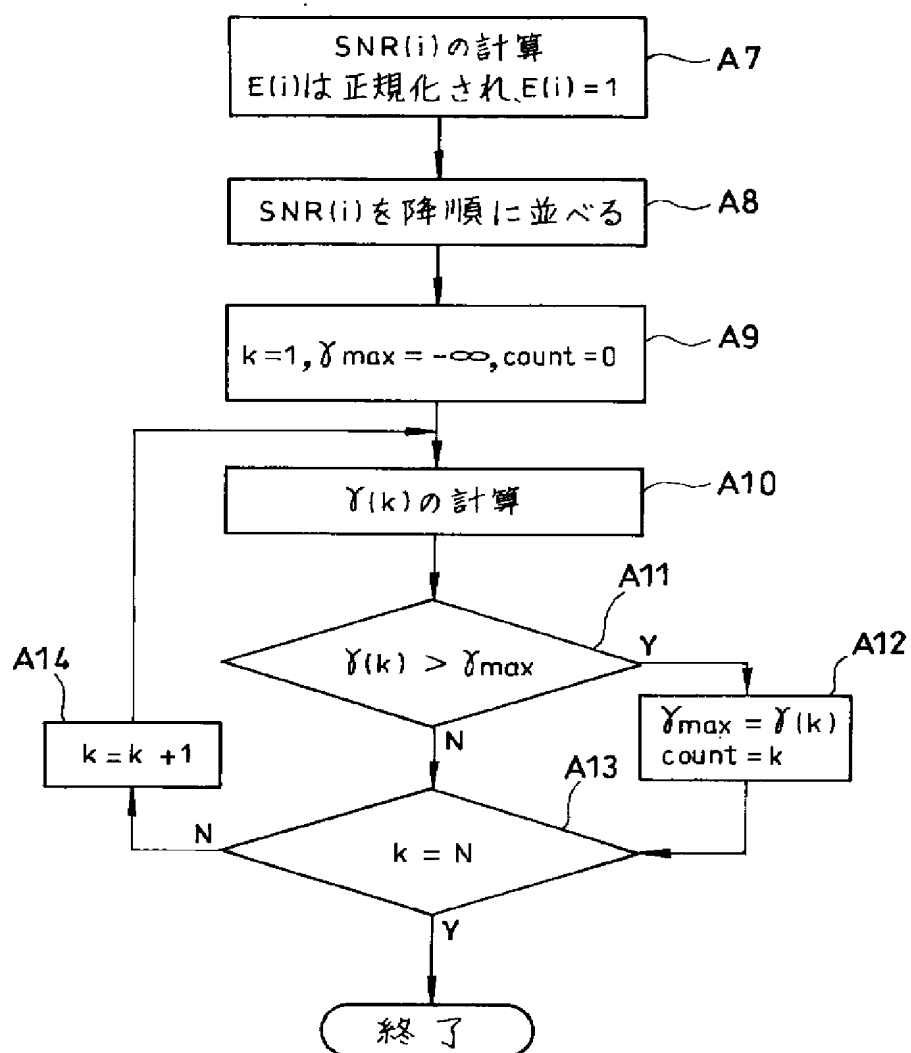
雑音周期が等間隔である場合のBit配分の一例



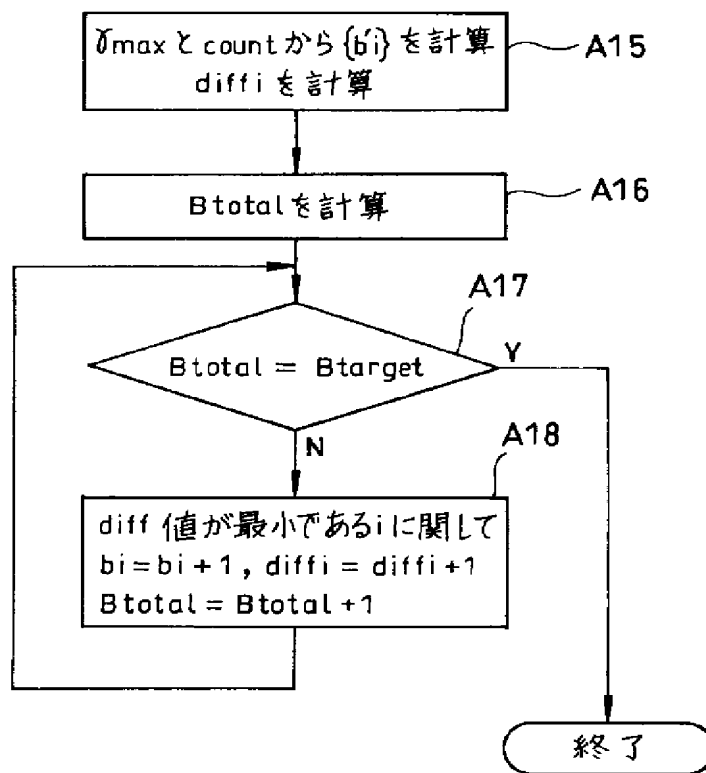
【図5】



【図6】

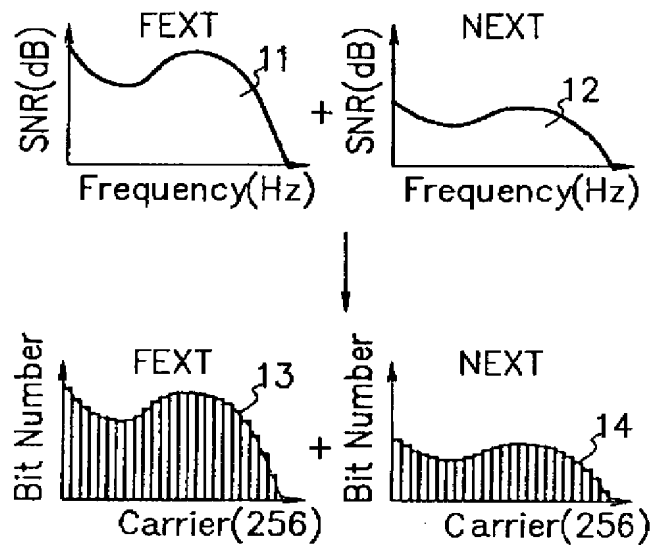


【図7】

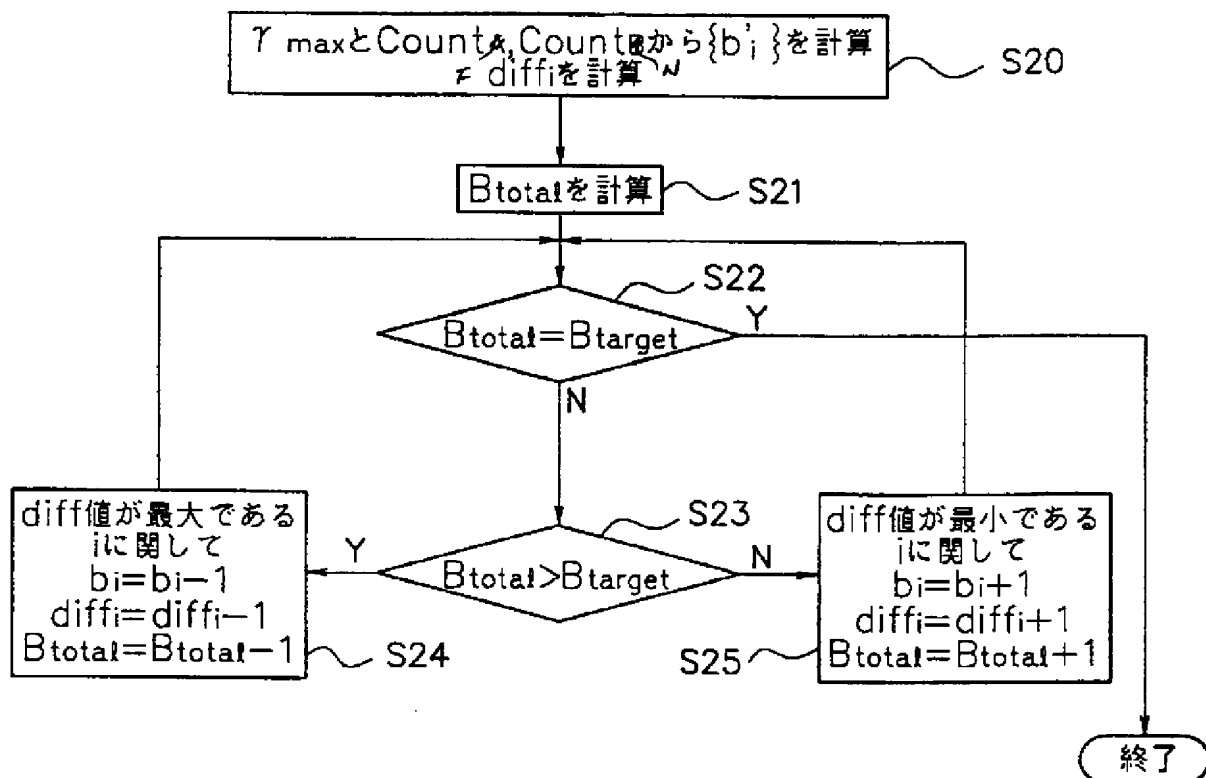


【図9】

雑音周期が等間隔である場合のビット配分の一例

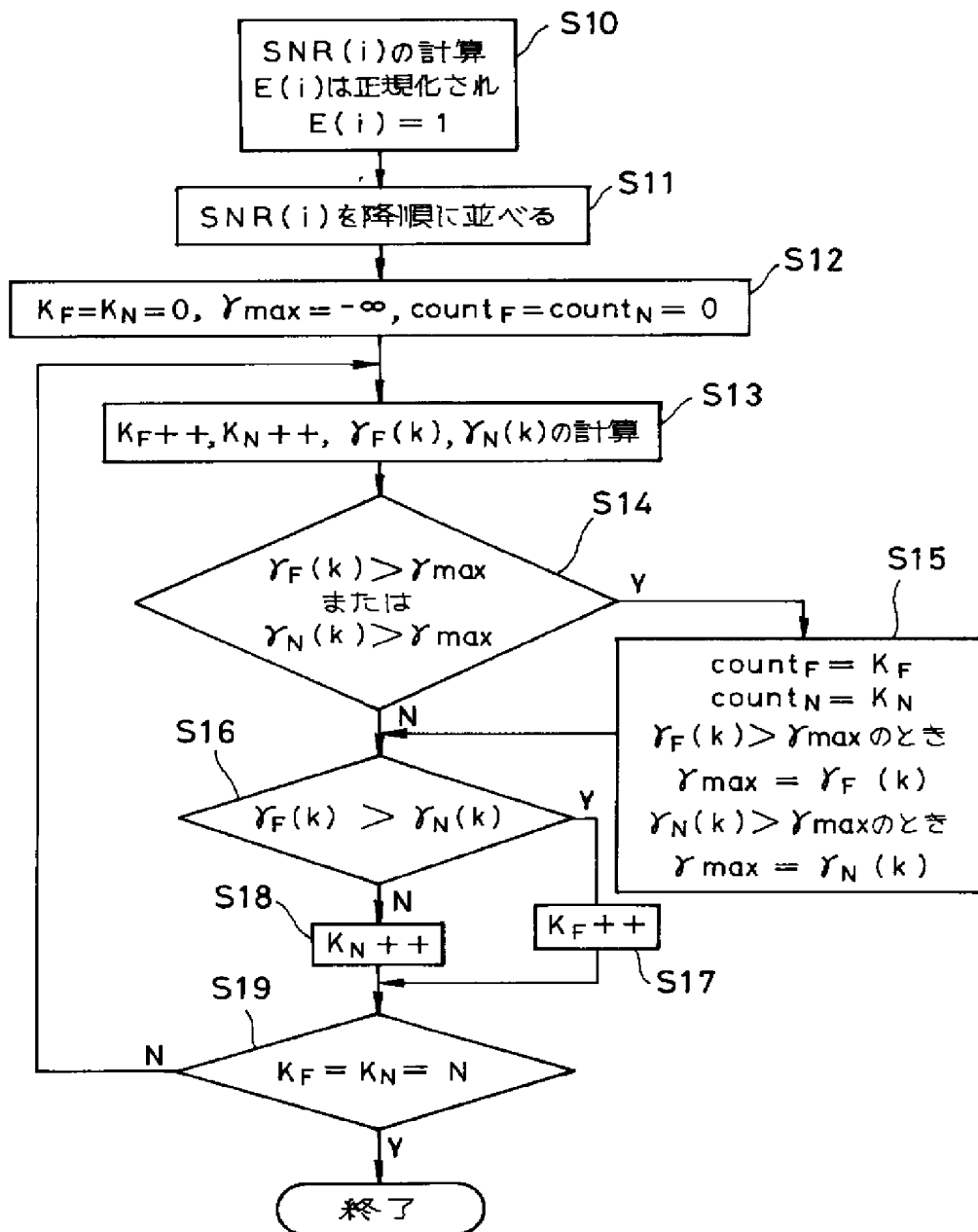


【図11】





【図10】



【手続補正書】

【提出日】平成11年11月29日(1999. 11. 29)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項1

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項1】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリア

の信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組を、周期的に変化することのない同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項5

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項5】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記マルチキャリアの総送信電力に制限がある条件下において、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項15

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項15】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組を、周期的に変化することのない同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項19

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項19】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリア

の信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記マルチキャリアの総送信電力に制限がある条件下において、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0010

【補正方法】変更

【補正内容】

【0010】ところが、このデュアルビットマップ方式では伝送線路のSNR値が複数存在するため、上位層から与えられたビットレート（伝送速度）から従来の方法でビット配分を行うことはできない。即ち、測定したSNR値に基づいて各キャリアが最大なパフォーマンスマージンを持つように、与えられたビットレートを2種類の伝送速度に分配し、更にビット数を各キャリアに配分する必要がある。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0014

【補正方法】変更

【補正内容】

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組を、周期的に変化することのない同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システムが得られる。

【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0016

【補正方法】変更

【補正内容】

【0016】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリア

アの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記マルチキャリアの総送信電力に制限がある条件下において、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システムが得られる。

【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0019

【補正方法】変更

【補正内容】

【0019】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組を、周期的に変化することのない同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音

比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法が得られる。

【手続補正9】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0021

【補正方法】変更

【補正内容】

【0021】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記マルチキャリアの総送信電力に制限がある条件下において、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法が得られる。



US006510184B1

(12) **United States Patent**  
**Okamura**

(10) **Patent No.:** **US 6,510,184 B1**  
(45) **Date of Patent:** **Jan. 21, 2003**

(54) **MULTI-CARRIER TRANSMISSION SYSTEM AND METHOD THEREOF**

(75) Inventor: **Yusaku Okamura**, Tokyo (JP)

(73) Assignee: **NEC Corporation**, Tokyo (JP)

(\*) Notice: Subject to any disclaimer, the term of this patent is extended or adjusted under 35 U.S.C. 154(b) by 0 days.

JP	8-84162	3/1996
JP	9-51328	2/1997
JP	9-153905	6/1997
JP	9-275387	10/1997
JP	9-321809	12/1997
JP	10-503624	3/1998
JP	10-247955	9/1998
JP	11-168515	6/1999
JP	11-331106 A	11/1999
WO	98/57472	12/1998

\* cited by examiner

(21) Appl. No.: **09/258,259**

(22) Filed: **Feb. 26, 1999**

(30) **Foreign Application Priority Data**

Feb. 27, 1998	(JP)	10-046535
Jun. 19, 1998	(JP)	10-173723
Dec. 24, 1998	(JP)	10-366982

(51) **Int. Cl.**<sup>7</sup> ..... **H04K 1/10**

(52) **U.S. Cl.** ..... **375/260; 370/480**

(58) **Field of Search** ..... 375/260, 259, 375/296, 295, 285, 224, 225, 227, 240, 219; 370/480, 485, 493

(56) **References Cited**

**U.S. PATENT DOCUMENTS**

5,479,447 A	12/1995	Chow et al.
5,636,246 A	6/1997	Tzannes et al.
6,229,855 B1 *	5/2001	Takatori et al.
6,317,495 B1 *	11/2001	Gaikwad et al.

**FOREIGN PATENT DOCUMENTS**

AU	B-58328/96	1/1997
EP	0 753 948 A1	1/1997

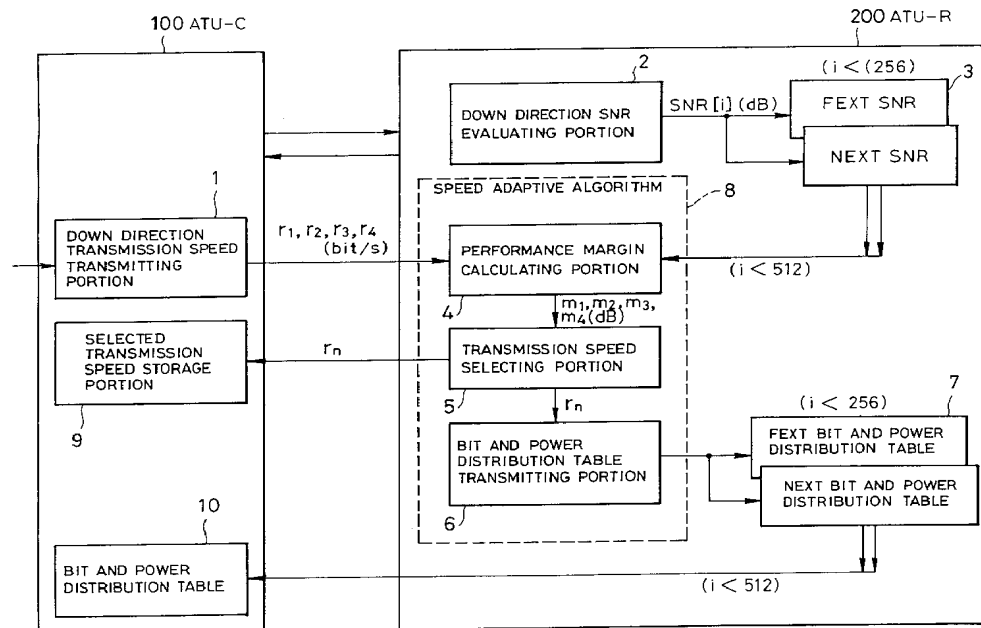
*Primary Examiner*—Jean Corrielus

(74) *Attorney, Agent, or Firm*—Sughrue Mion, PLLC

(57) **ABSTRACT**

A multi-carrier transmission system and a method thereof employing a bit distribution method capable of solving the problem set forth above by regarding a plurality of SNR values evaluated at different timings as one SNR value evaluated at different frequency at the same timing and is capable of solving the problem set forth above by realizing a given transmission speed depending upon a plurality of SNR values evaluated at different timings and thus maximizing performance margin. The multi-carrier transmission system has signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments, and bit distribution means for performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

**35 Claims, 13 Drawing Sheets**



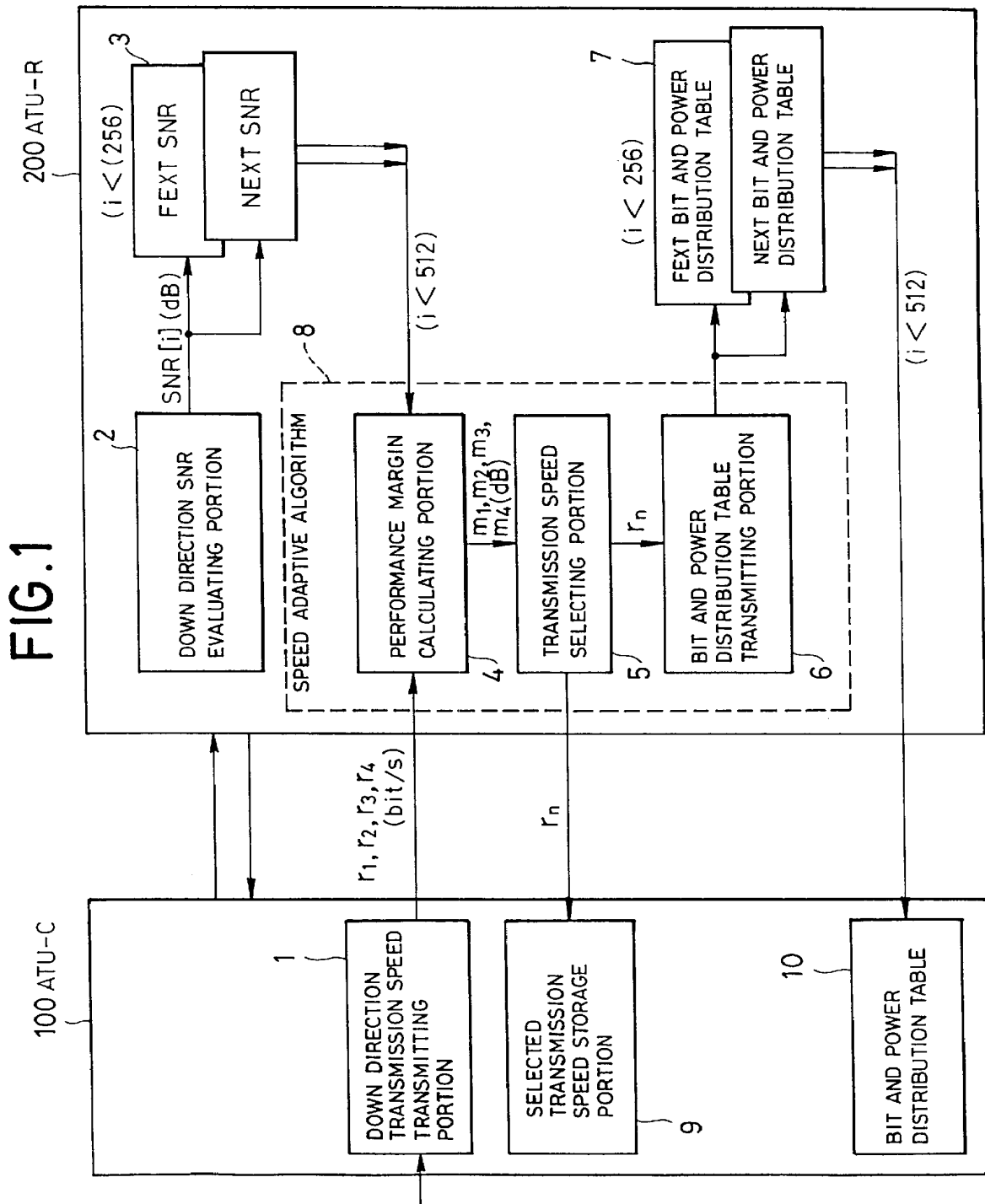


FIG. 2

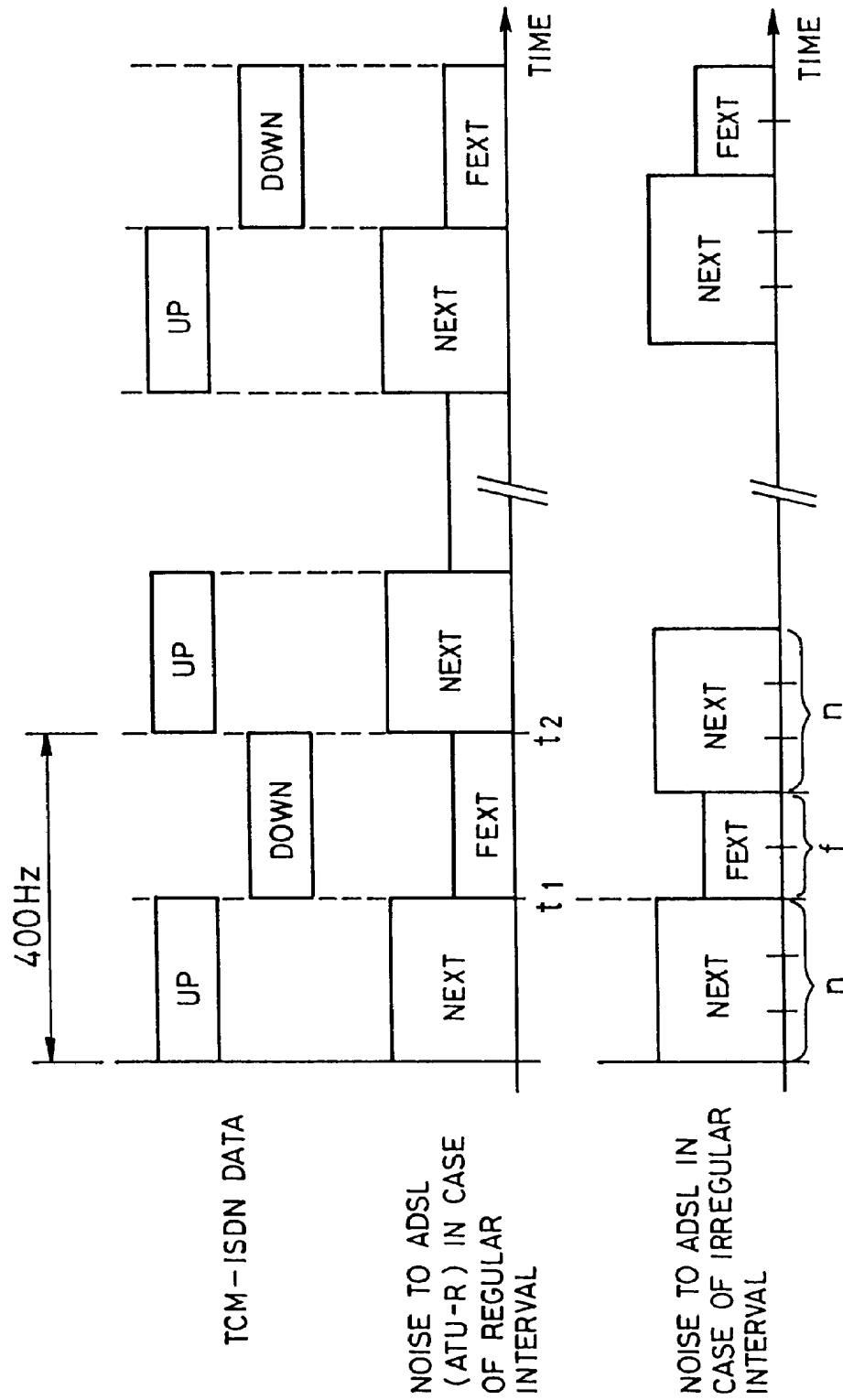


FIG. 3

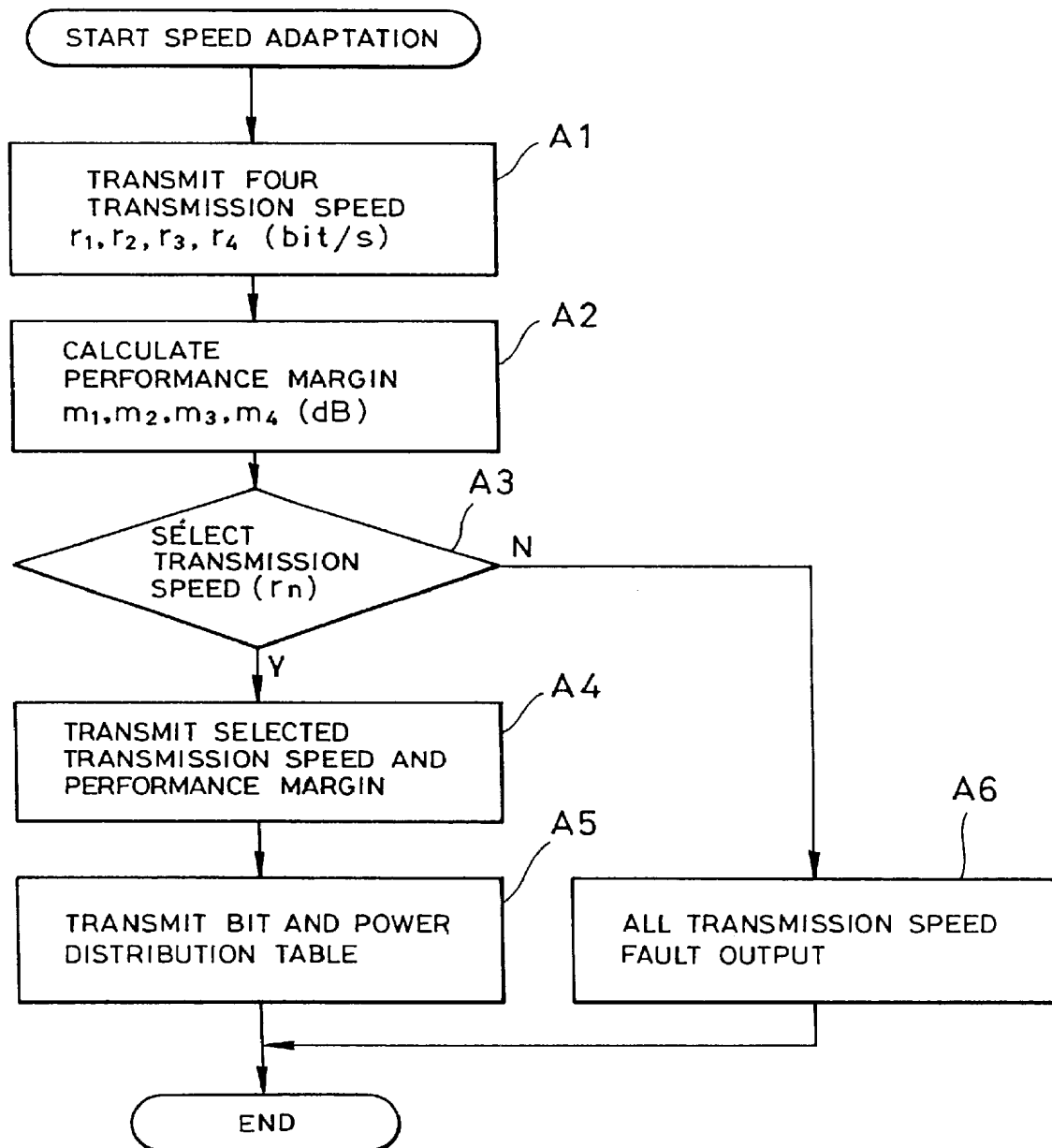


FIG. 4

ONE EXAMPLE OF BIT DISTRIBUTION IN THE CASE WHERE INTERVAL OF NOISE PERIOD IS EQUAL

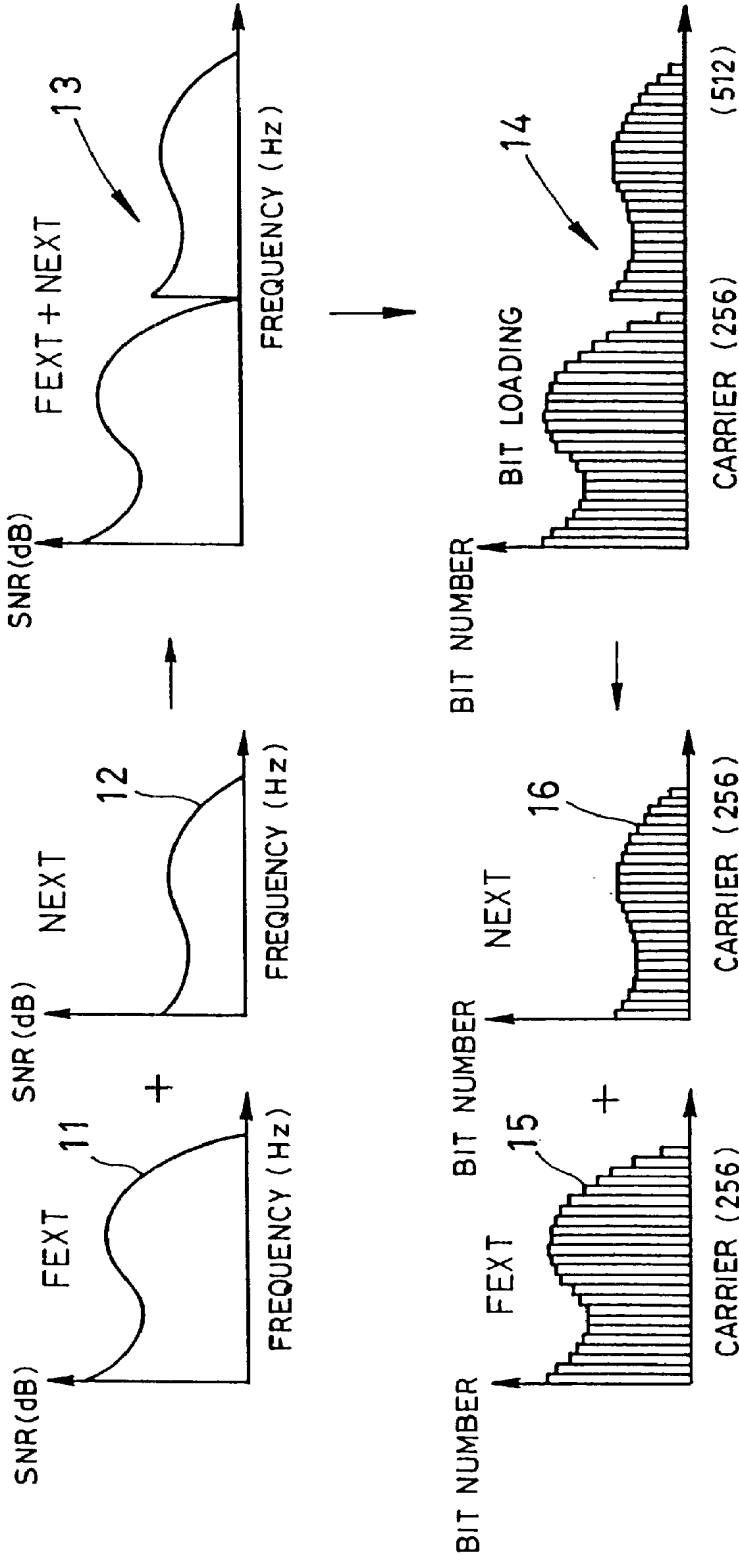




FIG. 5

ONE EXAMPLE OF BIT DISTRIBUTION IN THE CASE WHERE INTERVAL OF NOISE PERIOD IS NOT EQUAL

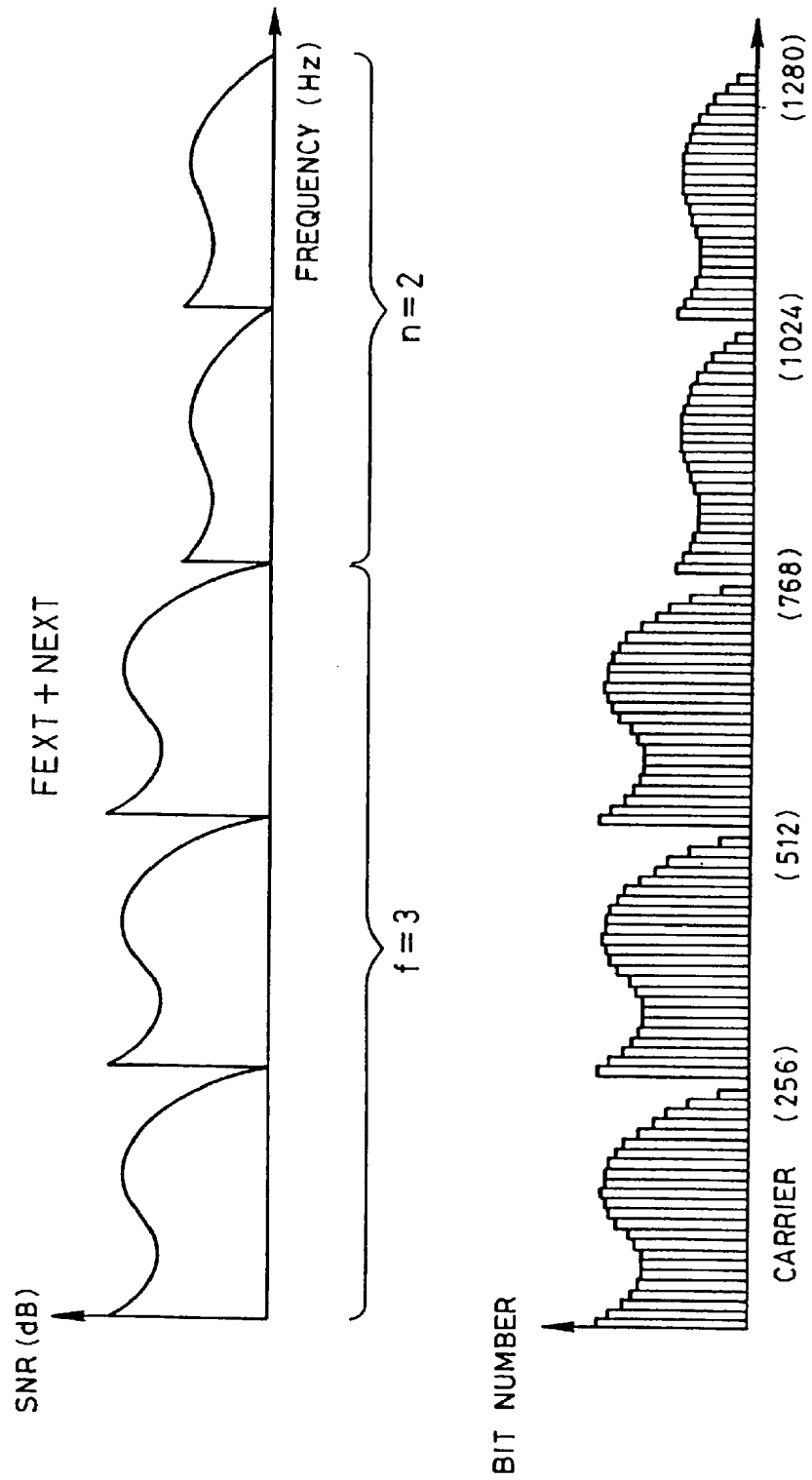


FIG. 6

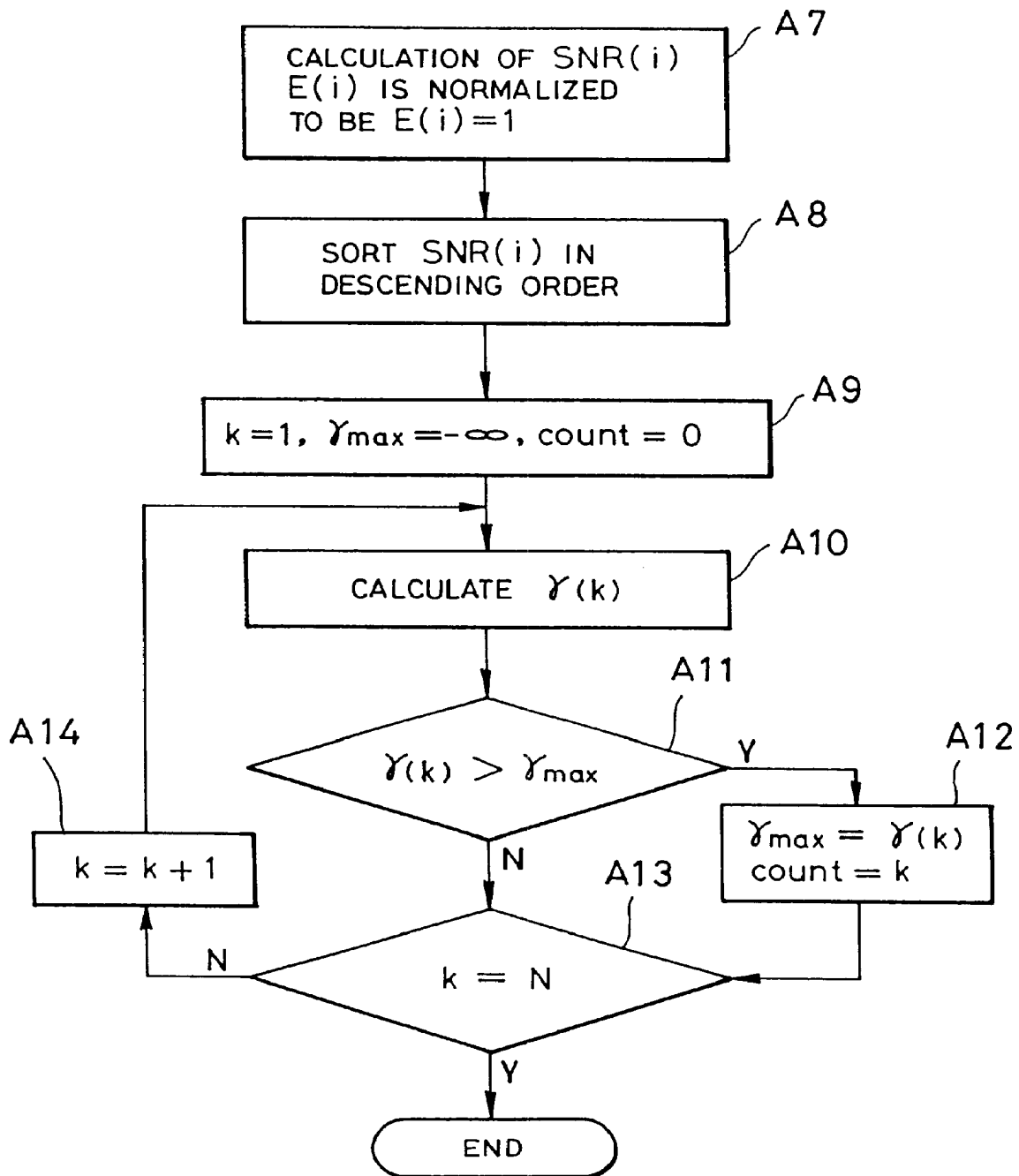
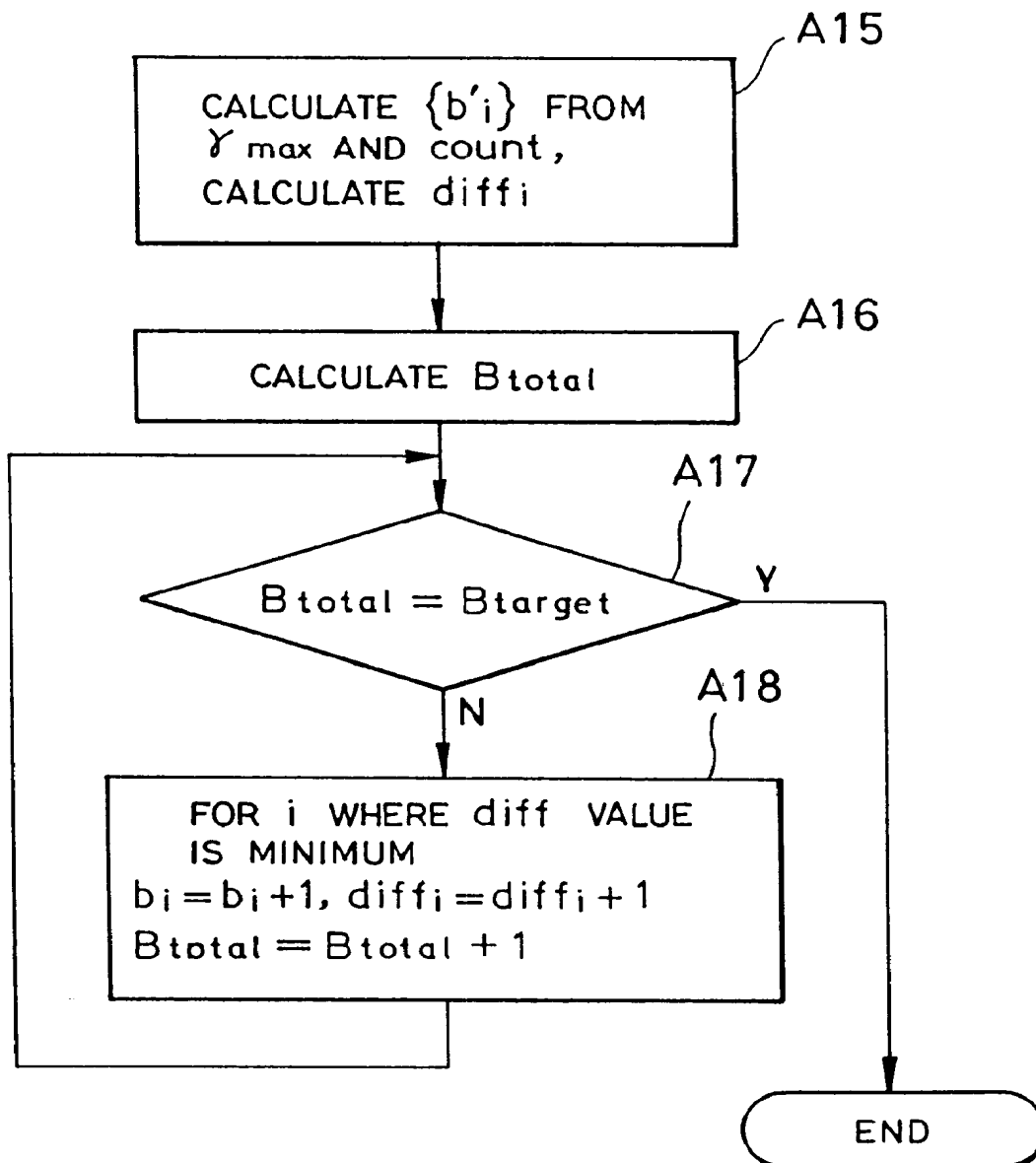
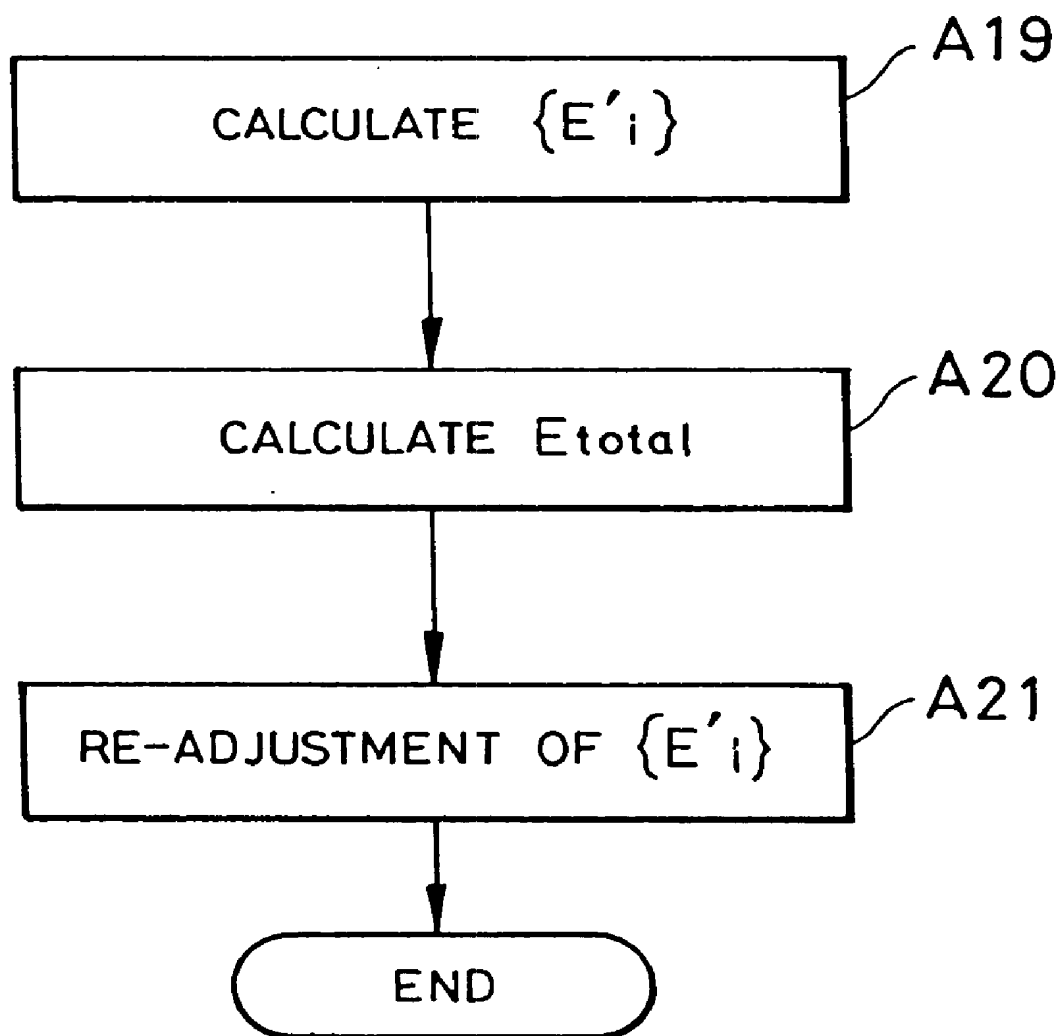


FIG. 7



# FIG. 8



## FIG. 9

ANOTHER EXAMPLE OF BIT DISTRIBUTION IN THE  
CASE WHERE NOISE PERIOD IS EQUAL INTERVAL

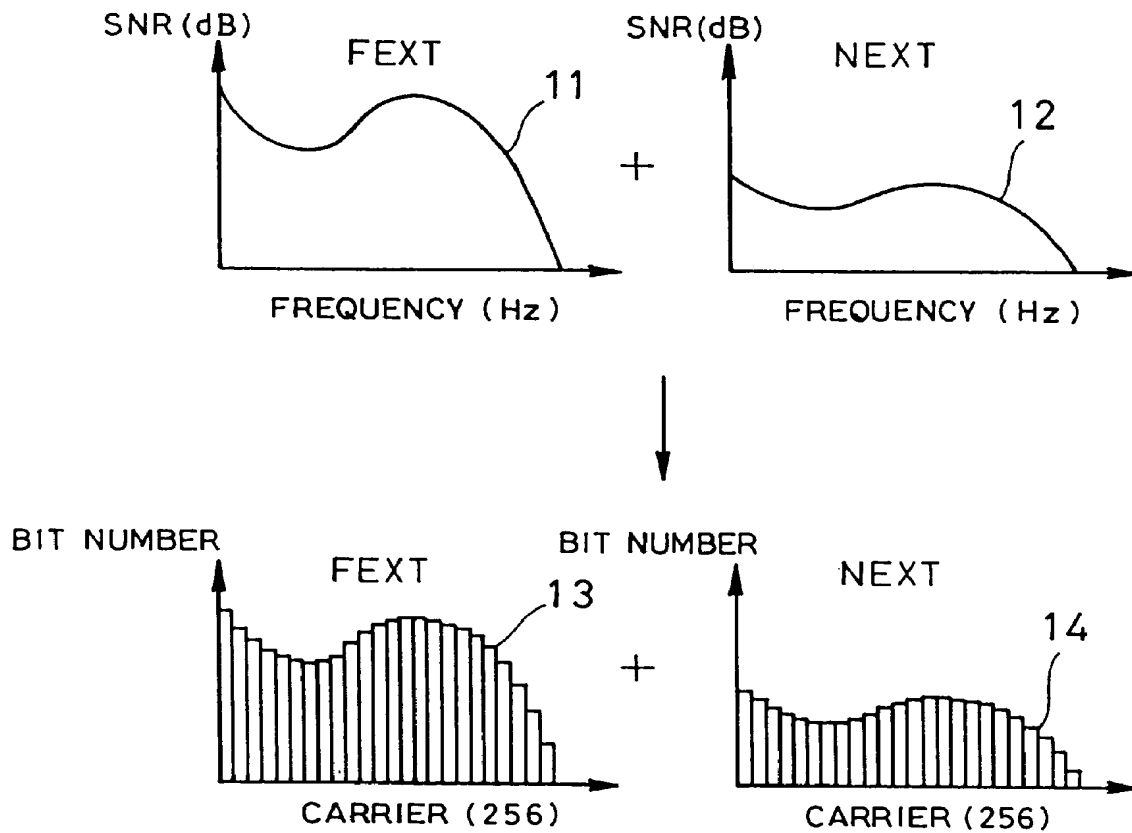


FIG. 10

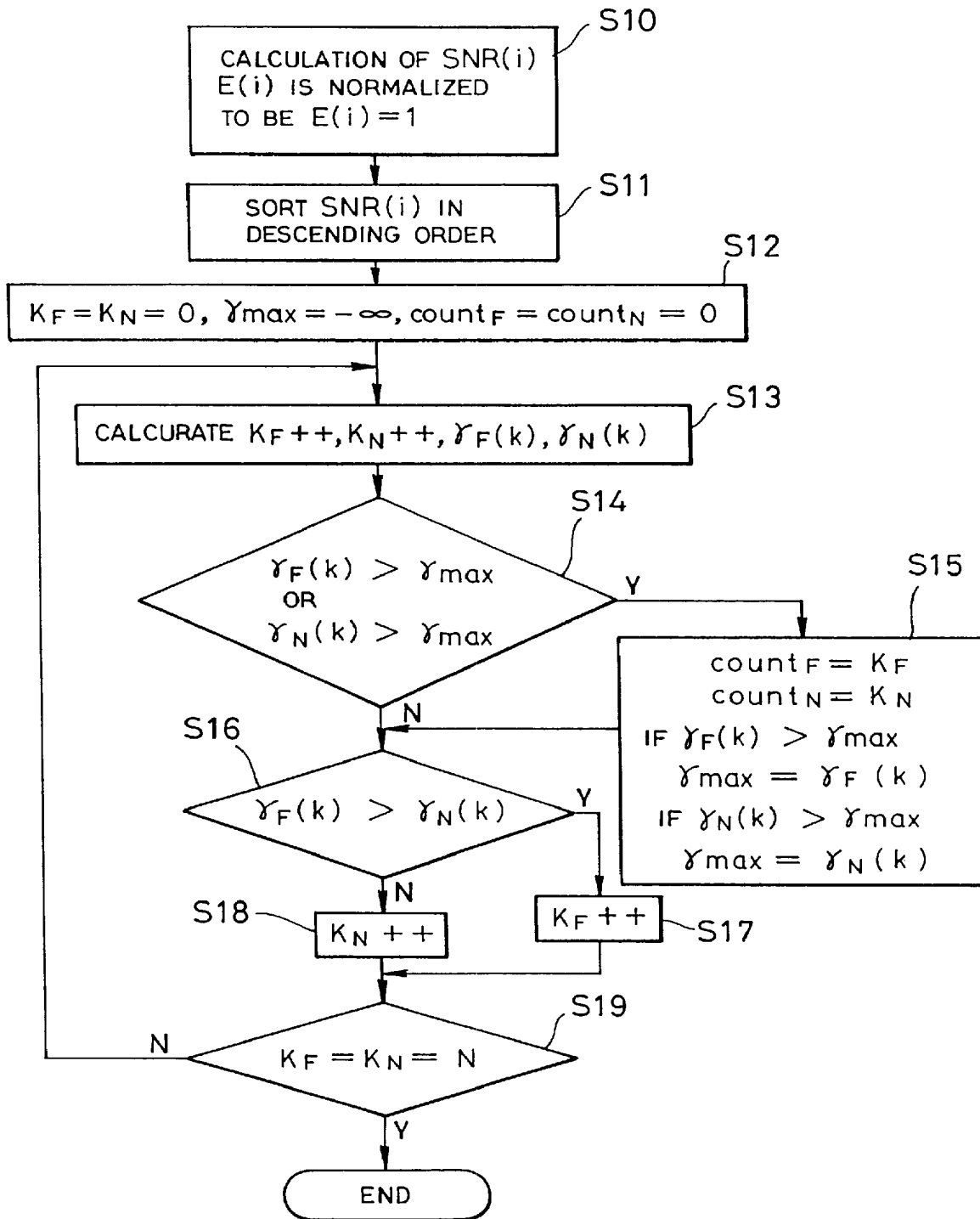


FIG. 11

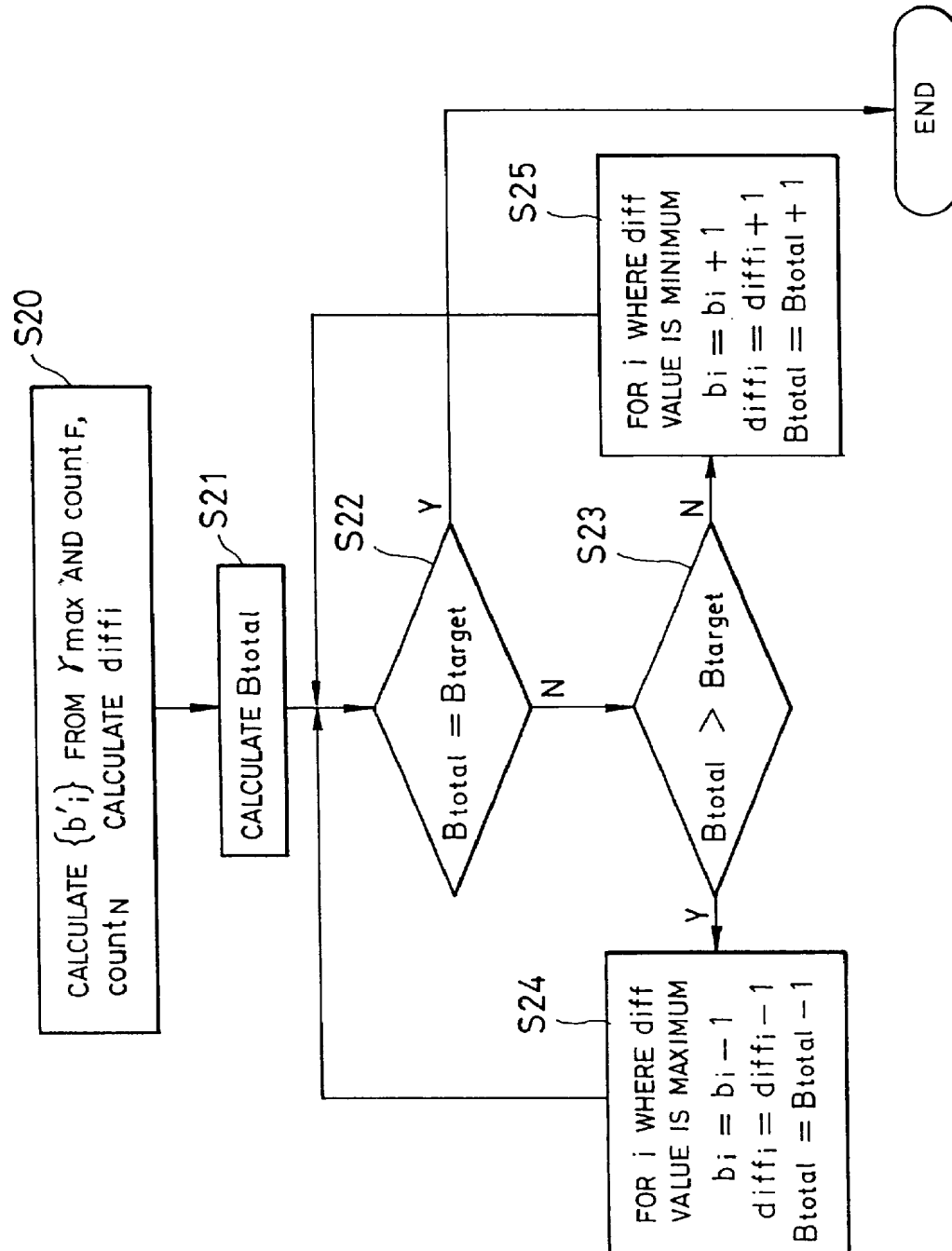


FIG. 12

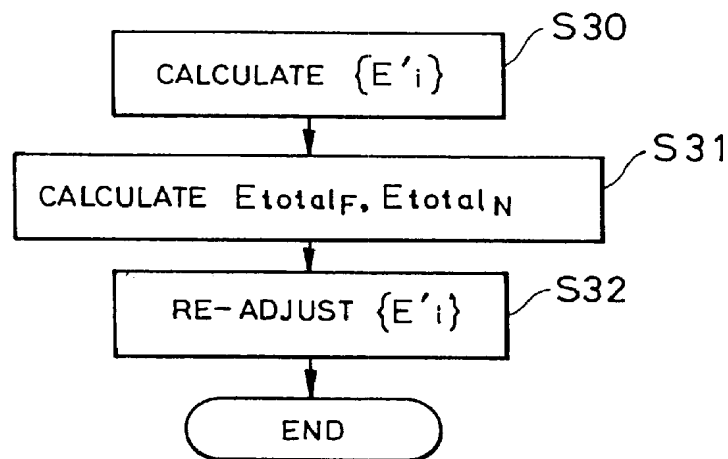
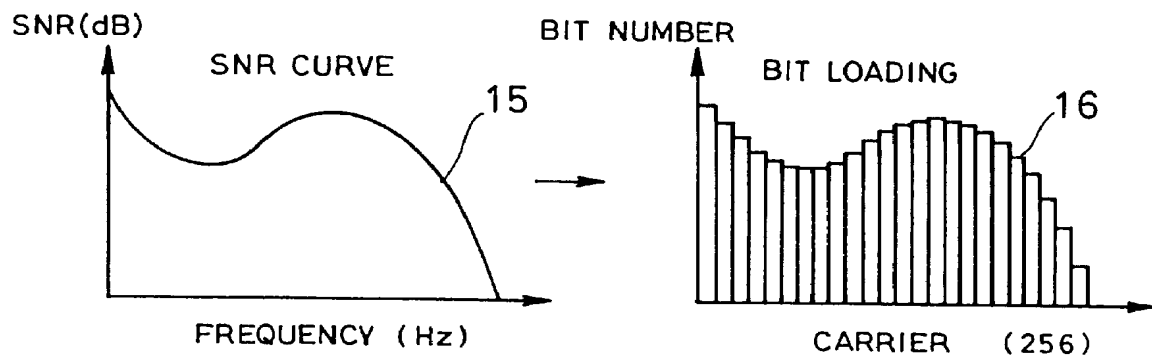


FIG. 13

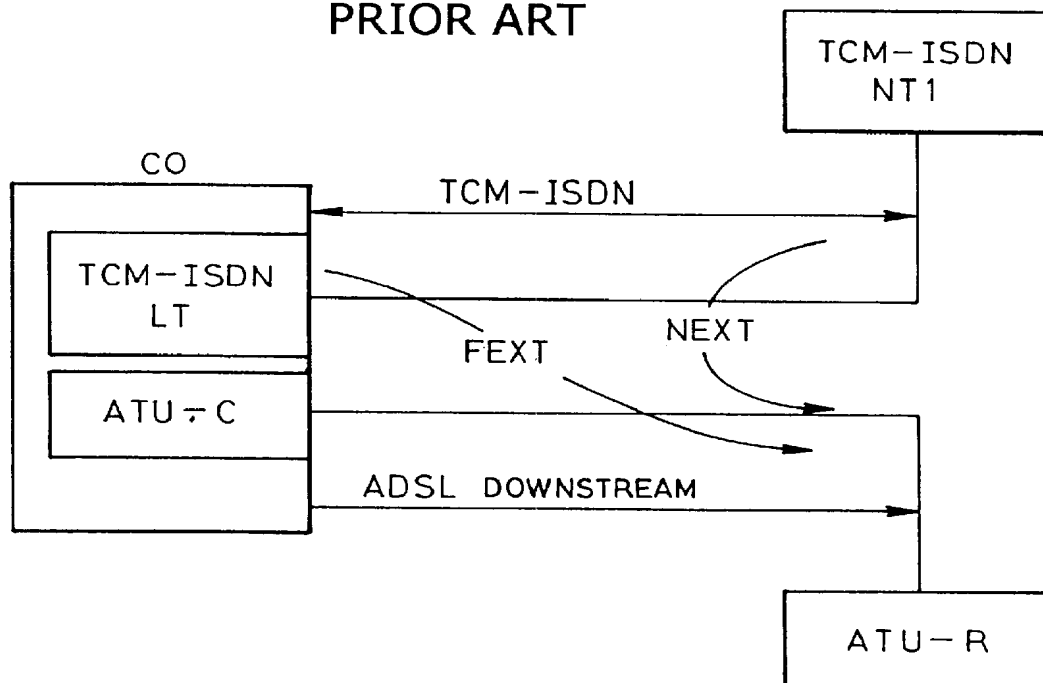
PRIOR ART





## FIG. 14

PRIOR ART



# MULTI-CARRIER TRANSMISSION SYSTEM AND METHOD THEREOF

## BACKGROUND OF THE INVENTION

### 1. Field of the Invention

The present invention relates generally to a multi-carrier transmission system and a transmission method. More particularly, the invention relates to a multi-carrier transmission system and a transmission method known as Discrete Multi-Tone (DMT) modulation system.

### 2. Description of the Related Art

A typical example of the conventional DMT type multi-carrier transmission system, there has been a technology disclosed in U.S. Pat. No. 5,479,447 to Chow et al.

An Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) unit to be employed in the DMT system is designed to perform modulation for a plurality of carriers by Quadrature Amplitude Modulation (QAM) and to transmit the modulated carriers by multiplexing using Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). On the receiver side, each carrier is extracted from the multiplexed reception signal using FFT to demodulate into the QAM modulated signal.

In such case, a signal to noise ratio (SNR) of each carrier is measured for bit distribution for each of a plurality of carriers, and the bit distribution is derived according to the measured SNR. For example, as identified by **15** in FIG. **13**, the frequency on the horizontal axis is each carrier to be used or transmission. A frequency band of each carrier is 4.3125 Hz and total number of the frequency bands is 256. Each of these values is not specific and limitative. Upon data transmission, the carriers are modulated respectively. At this time, a value of SNR is evaluated to derive bit distribution according to the evaluated SNR. In this case, in evaluation of SNR, respective SNR values are derived at respective frequency bands of the carriers.

Each carrier performs transmission at a bit number according to each of bit distributions thus determined. The bit number is determined on the basis of the evaluated SNR so that a given transmission speed can be satisfied and a performance margin becomes maximum.

One example of a method for calculating the bit distribution to provide the maximum performance margin in the transmission speed in the conventional DMT type ADSL technology, has been disclosed in the above-identified U.S. Pat. No. 5,479,447. FIG. **13** illustrates one example of the bit distribution method set forth above. Once, a desired transmission speed (bit rate) is given, number of bits is distributed for each carrier (**16**) so that each carrier may have the maximum performance margin on the basis of the SNR value (**15**) of the measured transmission path.

In the DMT type ADSL technology, in Japan, a Time Compression Multiplexing (TCM) type ISDN is present within the same cable. A periodic crosstalk caused by presence of the TCM type ISDN causes substantial noise in a signal for the ADSL. Here, discussion will be given for crosstalk to be generated when ADSL line and TCM-ISDN line are commonly present in the same cable, with reference to FIG. **14**. FIG. **14** illustrates crosstalk to be caused by ADSL Termination Unit-Remote side (ATU-R) due to data transmission by the TCM-ISDN line while data transmission is performed from a down direction (a direction of ADSL Termination Unit-Center side (ATU-C)) to the ATU-R in the ADSL line.

As shown in FIG. **14**, while data transmission in the down direction is performed in the ADSL line, if data transmission

in the down direction is performed by the TCM-ISDN line, Far End Crosstalk (FEXT) is caused. On the other hand, if data transmission in an up direction is performed the TCM-ISDN line while data transmission in the down-direction is performed in the ADSL line, Near End Crosstalk (NEXT) is caused. In the TCM type ISDN line, data transmission is performed alternately in up direction and down direction. Therefore, due to influence of Ping-Pong type data transmission of the ISDN line, near end crosstalk and far end crosstalk are caused periodically in the ADSL line.

When communication is performed by the conventional ADSL technology, due to periodic crosstalk, large amount of error is caused at the occurrence of near end crosstalk (NEXT) in bad noise condition. On the other hand, when the transmission speed is calculated adapting to communication under NEXT noise, the transmission speed is lowered significantly. Under a condition where a crosstalk noise from the ISDN is present, so-called dual bit map system is considered for improving communication performance of the ADSL unit. In this system, ADSL unit employs a system which has two bit maps (bit distributions) and changes communication speeds by switching the bit map in synchronism with the period of the crosstalk noise. Upon occurrence of the far end crosstalk (FEXT), communication speed is set high for low noise level, and upon occurrence of NEXT, communication speed is set low for high noise level.

However, since a plurality of the SNR values of the transmission line in the dual bit map system are present, it is not possible to perform bit distribution from the bit rate (transmission speed) given from the larger level. Namely, it is necessary that, on the basis of the measured SNR values, the given bit rate is distributed to two kinds of transmission speed and bit number is distributed for respective carriers.

For the problems set forth above, if noise amount on the line is periodically varied and a plurality of transmission speed is switched in synchronism with variation of the noise, maximum performance margin cannot be obtained by the conventional bit distribution method.

## SUMMARY OF THE INVENTION

It is an object of the present invention to provide a multi-carrier transmission system and a method therefor employing a bit distribution method capable of solving the problem set forth above by regarding a plurality of SNR values evaluated at different timings as one SNR value evaluated at different frequency at the same timing.

Another object of the present invention to provide a multi-carrier transmission system and a method therefor employing a bit distribution method capable of solving the problem set forth above by realizing a given transmission speed depending upon a plurality of SNR values evaluated at different timings and thus maximizing performance margin.

According to the first aspect of the present invention, a multi-carrier transmission system performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprises:

signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution means for performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one

3

set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

In the construction set forth above, the signal to noise ratio evaluating means may be constructed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments varies in regular interval period, and the bit distribution means may be constructed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. On the other hand, the signal to noise ratio evaluating means may be constructed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments varies irregular interval period, and the bit distribution means may be constructed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. Also, the bit distribution means may perform bit distribution depending upon the one signal to noise ratio set and a power restriction value of each of the carriers.

According to the second aspect of the present invention, a multi-carrier transmission system performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprises:

signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carrier at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution means for performing bit distribution of each carrier for realizing a given transmission speed and a maximum performance margin depending upon respective values of a plurality of signal to noise ratio sets.

In the construction set forth above, the signal to noise ratio evaluating means may be constructed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and the bit distribution means may be constructed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. On the other hand, the signal to noise ratio evaluating means may be constructed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and the bit distribution means may be constructed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. The bit distribution means may perform bit distribution depending upon the one signal to noise ratio set and a total transmission power restriction value.

In case of data transmission from the first communication station to the second communication station, the first communication station may include means for transmitting predetermined plurality of transmission speed to the second communication station and the second communication station may have the signal to noise ratio evaluating means and the bit distribution means, the bit distribution means may include means for deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speed transmitted from the first communication station, means for selecting an optimal transmission speed from the plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and means for deriving bit distribution of each of the carriers according to the selected transmission speed. The second communication

4

station may include means for transmitting the bit distribution to the first communication station, and the first communication station may performs data transmission to the second communication station according to the bit distribution. Noise source of the two kinds of noises may be present on a common cable with a communication line between the first and second communication stations. The two kinds of noise environments may be a first noise environment and a second noise environment having worse noise condition than the first noise environment. The two kinds of noises may be caused by far end crosstalk and near end crosstalk. A communication line for data transmission between the first and second communication stations may be a digital subscriber line.

According to the third aspect of the present invention, a multi-carrier transmission method performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprises:

signal to noise ratio evaluating step of obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution step of performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

In the method set forth above, the signal to noise ratio evaluating step may be designed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and the bit distribution step may be designed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. The signal to noise ratio evaluating step may be designed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and the bit distribution step may be designed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. The bit distribution step may perform bit distribution depending upon the one signal to noise ratio set and a power restriction value of each of the carriers.

According to the fourth aspect of the present invention, a multi-carrier transmission method performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprises:

signal to noise ratio evaluating step of obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution step of performing bit distribution of each carrier for realizing a given transmission speed and a maximum performance margin depending upon respective values of a plurality of signal to noise ratio sets.

The second communication station may include step of transmitting the bit distribution to the first communication station, and the first communication station may perform data transmission to the second communication station according to the bit distribution.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The present invention will be understood more fully from the detailed description given herebelow and from the

accompanying drawings of the preferred embodiment of the present invention, which, however, should not be taken to be limitative to the invention, but are for explanation and understanding only.

In the drawings:

FIG. 1 is a block diagram showing a preferred embodiment of a multi-carrier transmission system according to the present invention;

FIG. 2 is a showing a relationship between a TCM-ISDN data and a noise condition to ADSL;

FIG. 3 is a flowchart showing an operation of the blocks in the preferred embodiment of the multi-carrier transmission system of FIG. 1;

FIG. 4 is an illustration showing an example of a bit distribution in the case where noise period is equal interval;

FIG. 5 is an illustration showing an example of a bit distribution in the case where noise period is not equal interval;

FIG. 6 is a flowchart showing a detail of step A2 in FIG. 3;

FIG. 7 is a flowchart showing a calculation method of a bit distribution at step A5 of FIG. 3;

FIG. 8 is a flowchart showing a calculation method of a power distribution at step A5 of FIG. 3;

FIG. 9 is an illustration showing another example of bit distribution in the case where the noise period is equal interval;

FIG. 10 is a flowchart showing another example of step A2 of FIG. 3;

FIG. 11 is a flowchart showing another example of a calculation method of a bit distribution at step A5 of FIG. 3;

FIG. 12 is a flowchart showing another example of a calculation method of a power distribution at step A5 of FIG. 3;

FIG. 13 is an illustration showing an example of the conventional bit distribution; and

FIG. 14 is an illustration showing an example of occurrence of far end crosstalk and near end crosstalk.

#### DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

The present invention will be discussed hereinafter in detail in terms of the preferred embodiment of the present invention with reference to the accompanying drawings. In the following description, numerous specific details are set forth in order to provide a thorough understanding of the present invention. It will be obvious, however, to those skilled in the art that the present invention may be practiced without these specific details. In other instance, well-known structures are not shown in detail in order to avoid unnecessarily obscure the present invention.

FIG. 1 is a block diagram showing the preferred embodiment 10 of a multi-carrier transmission system according to the present invention. Referring to FIG. 1, an ATU-C 100 as a central office and an ATU-R 200 as terminal are provided, respectively. Transmission between the ATU-C 100 and the ATU-R 200 is performed through a digital subscriber line. It should be noted that, in the shown embodiment, discussion will be given for determination of a transmission speed in down direction transmitting from the ATU-C 100 to the ATU-R 200. A down transmission speed transmitting portion 1 is designed for transmitting down transmission speeds r1 to r4 (four kinds of speeds r1 to r4 the shown embodiment) designated from a not shown upper level, to the ATU-R.

A selected transmission speed storage portion 9 is designed for storing a transmission speed rn selected by the ATU-R 200. A bit and power distribution table 10 stores a bit and power distribution table transmitted from the ATU-R 200. According to the bit and power distribution table 10, data transmission in down direction is performed with effecting bit distribution and power distribution (mapping) of respective carriers.

The foregoing is the function of the ATU-C 100. On the other hand, the function of the ATU-R 200 is as follow. A down direction SNR evaluating portion 2 performs an SNR evaluation of a transmission line upon down transmission. Here, as an example, discussion will be given for the case where a TCM-ISDN and an ADSL are present in the same cable and a crosstalk therebetween varies periodically. FIG. 2 is an illustration for explaining crosstalk from the TCM-ISDN to the ADSL and shows a relationship between a transmission speed of data of the TCM-ISDN and a crosstalk caused for the ADSL(ATU-R).

Upon up transmission of the ISDN, near end crosstalk NEXT is caused in the ATU-R, and upon down transmission, far end crosstalk FEXT is caused. Therefore, the down direction SNR evaluating portion 2 evaluates (calculates) sets of SNR values at each carrier frequencies respectively in the case where two kinds of noises NEXT and FEXT are present, and corresponding sets of SNR are held in respective holding portions 3 of NEXT SNR and FEXT SNR. It should be noted that FIG. 2 shows the case where a time interval of the crosstalk noise is equal and the case where the time interval is not equal, respectively. In FIG. 2, f and n are time ratio of a period where a noise is generated. In FIG. 2, f represents a period where FEXT is generated and n represents a period where NEXT is generated. In shown case, the period f of FEXT is shorter than the period n of NEXT.

A speed adaptive algorithm portion 8 includes a performance calculating portion 4, a transmission speed selecting portion 5 and a bit and power distribution table transmitting portion 6. The performance margin calculating portion 4 calculates four kinds of maximum performance margin values when four kinds of transmission speeds transmitted from the ATU-C 100 are realized on the basis of the SNR value 3 of the line evaluated by the down direction SNR evaluating portion 2. The transmission speed selecting portion 5 selects a value at which the transmission can be performed and a transmission speed is maximum, from four kinds of performance margin values thus derived. The bit and power distribution table transmitting portion 6 transmits the bit and power distribution table to the ATU-C 100 for performing transmission at the selected transmission speed rn. The bit and power distribution table 7 stores respective sets of SNR values varying periodically upon occurrence of NEXT and FEXT.

FIG. 3 is a flowchart showing operation of the various blocks in the preferred embodiment of the multi-carrier transmission system of FIG. 1. Four transmission speeds provided from the upper level are transmitted from the ATU-C to the ATU-R (step A1). For example, four kinds of the transmission speeds of r1 to r4 bit/s are transmitted from the ATU-C to the ATU-R together with other parameters. On the ATU-R side, when the noise amount is varied periodically, particularly when TCM-ISDN is present within the same cable, NEXT and FEXT are caused from ISDN to ADSL. In the down direction SNR evaluating portion 2, the SNR values at respective frequencies are evaluated in both cases of occurrence of NEXT and FEXT to store respective of evaluated SNR values in NEXT SNR and FEXT SNR

holding portions 3. The reference numerals 11 and 12 of FIG. 4 show the evaluated SNR values of respective frequencies, in which 11 represents the SNR value at the occurrence of FEXT and 12 represents the SNR value at the occurrence of NEXT.

The performance margin calculating portion 4 calculates four kinds of bit distributions to be set at values where the performance margin becomes maximum on the basis of the SNR values of the line evaluated by the SNR evaluating portion 2, upon realizing the transmitted four transmission speeds (step A2). FIG. 4 shows the calculation method. The SNR values at the occurrences of NEXT and FEXT shown by 11 and 12 are used as evaluated SNR values up to double of the frequency instead of varying periodically, as shown by 13 in FIG. 4.

By this, upon calculation of the performance margin of the line, the bit distribution method is used regarding as the case where the transmission speed is double of the value of the given transmission speed and 512 carriers are used concerning the line where a used frequency band width is double and have no SNR value variation in time as shown by 13 in FIG. 4. The shown-embodiment is the case where power of each carrier is restricted. An upper limit of the power of each carrier is assumed as  $E_{mask}$ . Here, an upper limit  $E_{target}$  of a total transmission power useful for data transmission is set as (all carrier number)  $\times$  (upper limit  $E_{mask}$  of power of each carrier), and the transmission power useful for each carrier is not restricted by the upper limit of the total transmission power.

In the transmission speed selecting portion 5, from the calculated four kinds of performance margin, e.g. four kinds of margin values m1 to m4, the transmittable transmission speed which is the highest and the margin is not negative is selected (step A3). If all margins are negative concerning all transmission speeds, it represents that all four transmission speeds are not transmittable (step A6). Then, the ATU-R transmits all transmission speeds fault output to the ATU-C. If any one of the transmission speeds can be selected, the selected transmission speed and the performance margin are transmitted to the ATU-C (step A4).

In the bit and power distribution table transmitting portion 6, the bit and power distribution table necessary for transmission at the selected transmission speed is transmitted (step A5). In order to obtain this table, it is required to calculate the SNR values varying periodically upon occurrence of NEXT and FEXT. As the bit and power distribution table, a portion of the bit and power distribution table 7 derives for the case where 512 carriers are used, corresponding to former 256 carriers is used as FEXT table, and a portion corresponding to later 256 carriers is used as NEXT table. Respective of calculated tables are transmitted from the ATU-R to the ATU-C.

On the other hand, when variation period of the noise on the transmission line is not equal interval as shown in FIG. 2, and when a plurality of SNR values are made into a single SNR value, the frequency corresponding to the SNR value is increased in a magnitude corresponding to the ratios f and n of the time interval. FIG. 5 shows a calculation method of the bit distribution. As shown in FIG. 5, the SNR values at the occurrence of NEXT value and FEXT value shown by 11 and 12 of FIG. 4 are used with extending the SNR value at the occurrence of FEXT up to the f times of frequency and the SNR value at the occurrence of NEXT up to the n times of frequency. Regarding that transmission speed is f+n times of the value of the given transmission speed and the line used (f+n) $\times$ 256 carriers, the bit distribution method showing in the lower side of FIG. 5 is used.

As the bit and power distribution table to be used in data transmission, in case of the table to be used upon occurrence of FEXT, the bit and power distribution table to be assigned for one group of carriers using the SNR values upon occurrence of FEXT is used. Similarly, as the table at the occurrence of NEXT, a table assigned for one group of carriers using the SNR values upon occurrence of NEXT. For example, in the case calculated assuming that (3+2) $\times$ 256=1280 carriers are used, a portion corresponding to 0 to 255 carriers is taken as FEXT, and a portion corresponding to 768 to 1023 carriers is taken as NEXT table.

The calculated tables are transmitted from the ATU-R to the ATU-C and is held in the bit and power distribution table 10 to be used for bit and power distribution (mapping) upon down transmission.

FIG. 6 is a flowchart showing a calculation method of the performance margin in step A2 of FIG. 3. At first, a normalized SNR(i) is derived with taking the transmission power of each carrier as E(i) (step A7). Then, the calculated SNR(i) is sorted in descending order (step A8), to re-assign the number to satisfy,

$$SNR(i) \geq SNR(i+1)$$

It should be noted that for all number up to i smaller than total carrier number N, the foregoing inequality is applicable.

Next, it is assumed that k=1,  $\gamma_{max}=-\infty$ , count=0 (step A9). k is a counter,  $\gamma_{max}$  is a current possible maximum system performance margin, and count is a number of carriers to be used for achieving  $\gamma_{max}$ . Then, calculation of  $\gamma(k)$  is performed (step A10).

The equation for calculating  $\gamma(k)$  is as follow:

$$\gamma(k) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{SNR(k)}{2^{\frac{B_{target}}{k}} - 1} \right\} + \gamma_{eff} - 9.8(\text{dB}) \quad [\text{Equation 1}]$$

$\gamma(k)$  is the maximum system performance margin which can be achieved in one carrier symbol. At this time, a target speed to be achieved is  $B_{target}$ , total effective coding gain is  $\gamma_{eff}$ , a desired bit error rate is  $10^{-7}$ , and the k in number of the best carriers are used. Then, a current geometric average SNR is expressed by:

$$\overline{SNR(k)} = \left[ \prod_{i=1}^k E_i \cdot SNR(i) \right]^{\frac{1}{k}} \quad [\text{Equation 2}]$$

A current transmission power  $E_i$  used by (i)th order carrier is expressed by:

$$E_i = E_{maxi}$$

where a total input power  $E_{target}$  restricted by a transmitter is expressed by:

$$E_{target} = k \cdot E_{maxi}$$

wherein k is number of carriers to be used.

$E_{maxi}$  is the maximum power which can be transmitted by the (i)th order carrier.  $E_{maxi}$  is determined by the transmission power mask. In this case, the maximum power which can be transmitted by each carrier is not restricted by the total input power  $E_{target}$ .

Then, when  $\gamma(k) > \gamma_{max}$ ,  $\gamma_{max} = \gamma(k)$  and count k are set (steps A11 and A12). K is not N, k=k+1 is set (step A14). Then, process is returned to step A10. Here,  $\gamma_{max}$  represents the

possible maximum system performance margin at a given system parameter, and count becomes the best carrier number to be used for achieving  $\gamma_{max}$ .

FIG. 7 is a flowchart showing a calculation method of the bit distribution table at step A5 of FIG. 3. Using the foregoing  $\gamma_{max}$  and count, the initial bit distribution table {b'i} is calculated by

$$b_i = \text{floor}[\log 2 \{1 + E_{max,i} \text{SNR}(i) / \Gamma_{max}\}]$$

In the foregoing equation, floor represents cutting off at decimal point. A cut off value below decimal point is derived as  $\text{diff}_i$  expressed as follow (step A15).

$$\text{diff}_i = b_i - \log 2 \{1 + E_{max,i} \text{SNR}(i) / \Gamma_{max}\}$$

Here,  $\Gamma_{max}$  is expressed by

$$\Gamma_{max} = \left[ Q^{-1} \left( \frac{P_e}{N_e} \right) \right]^2 + \gamma_{max} - \gamma_{eff} - 4.77(\text{dB}) \quad [\text{Equation 3}]$$

wherein  $P_e$  is a bit error rate,  $N_e$  is number of points having closest in an input signal constellation, and  $Q$  function is defined by the following equation.

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \quad [\text{Equation 4}]$$

Then,  $B_{total}$  is calculated (step A16).  $B_{total}$  is total bit number supported by the current bit distribution table at one multi-carrier symbol, in which  $B_{total} = \sum b_i$ . Here,  $\sum$  is a sum of  $i=0$  to  $N-1$ .

Then, when  $B_{total} < B_{target}$ , one bit is increased from the current bit distribution table, i.e. the bit distribution table {b'i} of the carrier having minimum  $\text{diff}_i$  value to establish  $\text{diff}_i = \text{diff}_i + 1$ ,  $B_{total} = B_{total} + 1$  (steps A17 and A18). This process is repeated until  $B_{total} = B_{total} + 1$  is established. FIG. 8 is a flowchart showing a calculation method of the power distribution table at step A5 of FIG. 3. At first, on the basis of the given bit distribution table {b'i} an input power {E'i} is assigned so that  $P_e(i) = P_{e,i,target}$  is established (step A19). Here,  $P_e(i)$  is an error probability of the (i)th order carrier,  $P_{e,i,target}$  is a target error probability of the (i)th order carrier. It should be noted that {E'i} is a total transmission power to be used by the (i)th order carrier. The current total transmission power  $E_{total}$  is derived by the following equation (step A20).

$$E_{total} = \sum E_i$$

Here,  $\sum$  is a sum of  $i=0$  to  $N-1$ .

Then, final power distribution {E'i} is re-adjusted (step A21). The re-adjustment can be performed by setting smaller one of  $E_{target}/E_{total}$  and  $E_{max,i}$  as  $E_i$ . The initial bit and the power distribution table in the shown system is provided as {b'i} and {E'i}.

Next, another embodiment of the multi-carrier transmission system according to the present invention will be discussed. The foregoing embodiment is directed to the case where transmission power of each carrier is restricted, the shown embodiment is directed to the case where total transmission power is restricted. Even in the shown embodiment, the construction of the multi-carrier transmission system is the same as that illustrated in FIG. 1, and operation thereof is the same as that illustrated in the flowchart of FIG. 3. In the shown embodiment, the four transmission speeds provided from the upper level is trans-

mitted from the ATU-C to the ATU-R (step A1). For example, the four kinds of transmission speeds of r1 to r4 are transmitted from the ATU-C to the ATU-R together with other parameters.

On the ATU-R side, when the noise amount is varied periodically, particularly when TCM-ISDN is present in the same cable, NEXT and FEXT are caused from ISDN to ADSL. In the down direction SNR evaluating portion 2, SNR values at respective frequency in both cases of occurrence of NEXT and FEXT, are evaluated and respectively stored in NEXT SNR and FEXT SNR 3. The reference numerals 11 and 12 of FIG. 4 show the evaluated SNR values of respective frequencies, in which 11 represents the SNR value at the occurrence of FEXT and 12 represents the SNR value at the occurrence of NEXT.

The performance margin calculating portion 4 calculates four kinds of bit distributions to be set at values where the performance margin becomes maximum on the basis of the SNR values of the line evaluated by the SNR evaluating portion 2, upon realizing the transmitted four transmission speeds (step A2). FIG. 9 shows the calculation method. Bit distribution of the multi-carriers are respectively calculated so as to realize a given transmission speed and maximize performance margin in consideration of a plurality of SNR values evaluated at different timing and the total transmission power. At this time, as shown in FIG. 9, in consideration of the SNR values at the occurrence of NEXT and FEXT to be evaluated at different timing, and a total power upon data transmission, the bit distribution of each carrier in the multi-carrier is derived so that the transmission speed given by the ATU-C 100 is realized and the performance margin can be maximized.

In the transmission speed selecting portion 5, from the 20 calculated four kinds of performance margins, e.g. four kinds of margin values m1 to m4, the transmittable transmission speed which is the highest and the margin is not negative is selected (step A3). If all margins are negative concerning all transmission speed, it represents that all four transmission speeds are not transmittable. Then, the ATU-R transmits all transmission speeds fault output to the ATU-C (step A6). If any one of the transmission speeds can be selected, the selected transmission speed and the performance margin are transmitted to the ATU-C (step A4). In the bit and power distribution table transmitting portion 6, the bit and power distribution table necessary for transmission at the selected transmission speed is transmitted (step A5). This table is required to calculate the SNR values varying periodically upon occurrence of NEXT and FEXT. Respective of calculated tables are transmitted from the ATU-R to the ATU-C.

On the other hand, when variation period of the noise on the transmission line is not equal interval as shown in FIG. 2, and when a plurality of SNR values are made into a single SNR value, the frequency of the SNR value is increased in a magnitude corresponding to the ratios  $f$  and  $n$  of the time interval. FIG. 5 shows a calculation method of the bit distribution. As shown in FIG. 5, the SNR values at the occurrence of NEXT value and FEXT value shown by 11 and 12 of FIG. 4 are used with extending the SNR value at the occurrence of FEXT up to the  $f$  times of frequency and the SNR value at the occurrence of NEXT up to the  $n$  times of frequency. Regarding that transmission speed is  $f+n$  times of the value of the given transmission speed and the line used  $(f+n) \times 256$  carriers, the bit distribution method showing in the lower side of FIG. 5 is used.

As the bit and power distribution table to be used in data transmission, in case of the table to be used upon occurrence

## 11

of FEXT, the bit and power distribution table to be assigned for one group of carriers using the SNR values upon occurrence of FEXT is used. Similarly, as the table at the occurrence of NEXT, a table assigned for one group of carriers using the SNR values upon occurrence of NEXT is used. For example, in the case of FIG. 5 calculated assuming that  $(3+2) \times 256 = 1280$  carriers are used, a portion corresponding to 0 to 255 carriers is taken as FEXT table, and a portion corresponding to 768 to 1023 carriers is taken as NEXT table. The calculated tables are transmitted from the ATU-R to the ATU-C and is held in the bit and power distribution table 10 to be used for bit and power distribution (mapping) upon down transmission.

FIG. 10 is a flowchart showing a calculation method of the performance margin in step A2 of FIG. 3. At first, a normalized SNR(i) is derived with taking the transmission power of each carrier as E(i) (step S10). Then, the calculated SNR(i) is sorted in descending order (step S11), to re-assign the number to satisfy,

$$SNR(i) \geq SNR(i+1)$$

It should be noted that for all number up to i smaller than total carrier number N, the foregoing inequality is applicable.

Next, it is assumed that  $k=1$ ,  $K_F=K_N=0$ ,  $\text{count}_F=\text{count}_N=0$ ,  $\gamma_{\max}=-\infty$  (step S12). k is a counter,  $\gamma_{\max}$  is a current possible maximum system performance margin, and  $\text{count}_F$  and  $\text{count}_N$  are a number of carriers to be used for achieving  $\gamma_{\max}$ . Suffix F represents FEXT table and suffix N represents NEXT table, respectively. Then, calculation of  $\gamma_F(k)$  and  $\gamma_N(k)$  are performed (step S13). The equation for calculating  $\gamma_F(k)$  and  $\gamma_N(k)$  is the same as the foregoing equation (1).

$\gamma(k)$  is the maximum system performance margin which can be achieved in one carrier symbol. At this time, a target speed to be achieved is  $B_{\text{target}}$ , total effective coding gain is  $\gamma_{\text{eff}}$ , a desired bit error rate is  $10^{-7}$ , and the k in number of the best carriers are used. Then, a current geometric average SNR is the same as the foregoing equation (2).

A current transmission power  $E_i$  used by (i)th order carrier is expressed by the following equation (5).

$$E_{i,F} = \min \left\{ \frac{E_{\text{target}}}{K_F}, E_{\text{maxi}} \right\} \quad [\text{Equation 5}]$$

$$E_{i,N} = \min \left\{ \frac{E_{\text{target}}}{K_N}, E_{\text{maxi}} \right\}$$

Here, a total input power  $E_{\text{target}}$  restricted by a transmitter is expressed by:

$E_{\text{maxi}}$  is the maximum power which can be transmitted by the (i)th order carrier and is determined by the transmission power mask.

Then, when  $\gamma_F(k) > \gamma_{\max}$  or  $\gamma_N(k) > \gamma_{\max}$  (step S14/YES), it is assumed that  $\text{count}_F=k_F$  and  $\text{count}_N=k_N$ ,

when  $\gamma_F(k) > \gamma_{\max}$ ,  $\gamma_{\max}=\gamma_F(k)$

when  $\gamma_N(k) > \gamma_{\max}$ ,  $\gamma_{\max}=\gamma_N(k)$

(step S15).

Then, when  $\gamma_F(k) > \gamma_N(k)$  (step S16/YES),  $K_F++$  is set (step S17), and otherwise (step S16/NO),  $K_N++$  is set (step S18). Then, if  $K_F=K_N=N$  is not established (step S19/NO), the process is returned to step S13. Here,  $\gamma_{\max}$  represents possible maximum system performance margin in the given system parameter, and  $\text{count}_F$  and  $\text{count}_N$  are the best carrier number for achieving  $\gamma_{\max}$ .

## 12

FIG. 11 is a flowchart showing a calculation method of the bit distribution table at step A5 of FIG. 3. Using the foregoing  $\gamma_{\max}$  and  $\text{count}_F$ ,  $\text{count}_N$ , the initial bit distribution table  $\{b'i\}$  is calculated by the following equation.

$$b'_{i,F} = \min \left\{ \begin{array}{l} \text{round} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{target}} \cdot SNR(i)}{\text{count}_F \cdot \Gamma_{\max}} \right) \right\} \\ \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{max}} \cdot SNR(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \end{array} \right\} \quad [\text{Equation 6}]$$

$$b'_{i,N} = \min \left\{ \begin{array}{l} \text{round} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{target}} \cdot SNR(i)}{\text{count}_N \cdot \Gamma_{\max}} \right) \right\} \\ \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{max}} \cdot SNR(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \end{array} \right\}$$

wherein floor represents cutting off at decimal point. A cut off value below decimal point is derived as  $\text{diff}_i$  expressed as follow (step S20).

When

$$\text{When } bi = \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{max}} \cdot SNR(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \text{ is obtained,} \quad [\text{Equation 7}]$$

$$\text{diff}_i = 0.5.$$

is obtained,

$$\text{diff}_i = 0.5.$$

In the other case

$$\text{diff}_i = \begin{cases} bi = \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{target}} \cdot SNR(i)}{\text{count}_F \cdot \Gamma_{\max}} \right) & (1 \in F) \\ bi = \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{target}} \cdot SNR(i)}{\text{count}_N \cdot \Gamma_{\max}} \right) & (1 \in N) \end{cases}$$

Here,  $\Gamma_{\max}$  is expressed by the foregoing equation (3).  $P_e$  is a bit error rate,  $N_e$  is number of points having closest in an input signal constellation, and Q function is defined the foregoing equation (4). Then,  $B_{\text{total}}$  is total bit number supported by the current bit distribution table at one multi-carrier symbol, in which  $B_{\text{total}} = \sum b'i$ . Here,  $\Sigma$  is a sum of  $i=0$  to  $N-1$ .

Then, when  $B_{\text{total}} < B_{\text{target}}$  (step 23/YES) one bit is decreased for one bit from the current bit distribution table, i.e. the bit distribution table  $\{b'i\}$  of the carrier having minimum  $\text{diff}_i$  value to establish  $\text{diff}_i = \text{diff}_i - 1$ ,  $B_{\text{total}} = B_{\text{total}} - 1$  (step S24). On the other hand, when  $B_{\text{total}} \geq B_{\text{target}}$  (step 23/NO), one bit is increased for one bit from the current bit distribution table, i.e. the bit distribution table  $\{b'i\}$  of the carrier having minimum  $\text{diff}_i$  value to establish  $\text{diff}_i = \text{diff}_i + 1$ ,  $B_{\text{total}} = B_{\text{total}} + 1$  (step S25). This process is repeated until  $B_{\text{total}} = B_{\text{target}}$  is established (step S22/YES).

FIG. 12 is a flowchart showing a calculation method of the power distribution table at step A5 of FIG. 3. At first, on the basis of the given bit distribution table  $\{b'i\}$ , an input power  $\{E'i\}$  is assigned so that  $P_e(i) = P_{e,i,\text{target}}$  is established (step S30). Here,  $P_e(i)$  is an error probability of the (i)th order carrier,  $P_{e,i,\text{target}}$  is a target error probability of the (i)th order carrier. It should be noted that  $\{E'i\}$  is a total transmission power to be used by the (i)th order carrier.

The current total transmission power  $E_{\text{total},F}$  and  $E_{\text{total},N}$  are derived by the following equation (step 31).

13

$$E_{total,F} = \sum_{i \in F} E_i \quad \text{[Equation 8]}$$

$$E_{total,N} = \sum_{i \in N} E_i \quad 5$$

Here,  $\Sigma$  is a sum of  $i=0$  to  $N-1$ .

Then, final power distribution  $\{E_i\}$  is re-adjusted (step S32). The re-adjustment can be performed by setting smaller one of  $E_{target}/E_{total,F}$ ,  $E_{target}/E_{total,N}$  and  $E_{max,i}$  as  $E'_{i,F}$  or  $E'_{i,N}$  from the following equations:

$$E'_{i,F} = \min \left\{ \frac{E_{target}}{E_{total,F}} E_i, E_{max,i} \right\} \quad \text{[Equation 9]} \quad 15$$

$$E'_{i,N} = \min \left\{ \frac{E_{target}}{E_{total,N}} E_i, E_{max,i} \right\} \quad 20$$

Thus, the initial bit and the power distribution table in the shown system is provided as  $\{b_i\}$  and  $\{E_i\}$ .

The foregoing embodiments are directed for data transmission in the down direction, the identical process is applicable even for data transmission in up direction from the ATU-R 200 to the ATU-C 100. In such case, the construction provided in the ATU-C 100 in the foregoing embodiments is provided in the ATU-R 200, and, in turn, the construction provided in the ATU-R 200 in the foregoing 30

As set forth above, according to the present invention, even when the noise amount is varied periodically, a bit distribution having maximum performance margin value relative to periodically varying noise amount can be obtained by regarding a plurality of SNR value due to periodically generated noise amount as SNR value of single line which does not cause variation in time and frequency band is increased.

On the other hand, as set forth above, according to the present invention, even when the noise amount is varied periodically, a bit distribution having maximum performance margin value relative to periodically varying noise amount can be obtained by given transmission speed depending upon a plurality of SNR values evaluated at different timing due to periodically varying noise.

Although the present invention has been illustrated and described with respect to exemplary embodiment thereof, it should be understood by those skilled in the art that the foregoing and various other changes, omissions and additions may be made therein and thereto, without departing from the spirit and scope of the present invention. Therefore, the present invention should not be understood as limited to the specific embodiment set out above but to include all possible embodiments which can be embodied within a scope encompassed and equivalents thereof with respect to the feature set out in the appended claims.

For example, application of the present invention is not specified to the combination of the ISDN and ADSL presenting in the same cable, but to combinations of any DMT type communication system other than ADSL and ISDN on the common cable, for example. Furthermore, the present invention is applicable for the case where two or more kinds of periodic noise sources are present in the common cable.

What is claimed is:

1. A multi-carrier transmission system performing data transmission between first and second communication sta-

14

tions under presence of a plurality of periodically varying noises, comprising:

signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality of sets of signal to noise ratios by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution means for performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

2. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein said signal to noise ratio evaluating means is constructed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and said bit distribution means is constructed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

3. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein said signal to noise ratio evaluating means is constructed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and said bit distribution means is constructed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

4. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein said bit distribution means performs bit distribution depending upon said one signal to noise ratio set and a power restriction value of each of said carriers.

5. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein, in case of data transmission from said first communication station to said second communication station, said first communication station includes means for transmitting a predetermined plurality of transmission speeds to said second communication station and said second communication station has said signal to noise ratio evaluating means and said bit distribution means,

said bit distribution means includes means for deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speeds transmitted from said first communication station, means for selecting an optimal transmission speed from said plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and means for deriving bit distribution of each of said carriers according to the selected transmission speed.

6. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 5, wherein said second communication station includes means for transmitting said bit distribution to said first communication station, and said first communication station performs data transmission to said second communication station according to said bit distribution.

7. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein noise sources of two kinds of noises are present on a common cable with a communication line between said first and second communication stations.

8. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein two kinds of noise environments are a first noise environment and a second noise environment having worse noise condition than said first noise environment.

9. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein two kinds of noises are caused by far end crosstalk and near end crosstalk.

10. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1 wherein a communication line for data transmission



15

between said first and second communication stations is a digital subscriber line.

11. A multi-carrier transmission system performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprising:

signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality of sets of signal to noise ratios by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution means for performing bit distribution of each carrier for realizing a given transmission speed and

a maximum performance margin depending upon respective values of a plurality of signal to noise ratio sets.

12. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein said signal to noise ratio evaluating means is constructed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and said bit distribution means is constructed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

13. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein said signal to noise ratio evaluating means is constructed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and said bit distribution means is constructed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

14. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein said bit distribution means performs bit distribution depending upon said one signal to noise ratio set and a total transmission power restriction value.

15. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein, in case of data transmission from said first communication station to said second communication station, said first communication station includes means for transmitting a predetermined plurality of transmission speeds to said second communication station and said second communication station has said signal to noise ratio evaluating means and said bit distribution means,

said bit distribution means includes means for deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speeds transmitted from said first communication station, means for selecting an optimal transmission speed from said plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and means for deriving bit distribution of each of said carriers according to the selected transmission speed.

16. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 15, wherein said second communication station includes means for transmitting said bit distribution to said first communication station, and said first communication station performs data transmission to said second communication station according to said bit distribution.

17. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein noise sources of two kinds of noises are present on a common cable with a communication line between said first and second communication stations.

18. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein two kinds of noise environments are a first noise environment and a second noise environment having worse noise condition than said first noise environment.

16

19. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein two kinds of noises are caused by far end crosstalk and near end crosstalk.

20. A multi-carrier transmission method performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprising:

signal to noise ratio evaluating step of obtaining a plurality of sets of signal to noise ratios by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution step of performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

21. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 20, wherein said signal to noise ratio evaluating step is designed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and said bit distribution step is designed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

22. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 20, wherein said signal to noise ratio evaluating step is designed to derive the sets of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in irregular interval period, and said bit distribution step is designed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

23. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 20, wherein said bit distribution step performs bit distribution depending upon said one signal to noise ratio set and a power restriction value of each of said carriers.

24. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 20, wherein, in case of data transmission from said first communication station to said second communication station, said first communication station includes step of transmitting a predetermined plurality of transmission speeds to said second communication station and said second communication station has said signal to noise ratio evaluating step and said bit distribution step,

said bit distribution step includes step of deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speeds transmitted from said first communication station, step of selecting an optimal transmission speed from said plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and step of deriving bit distribution of each of said carriers according to the selected transmission speed.

25. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 24, wherein said second communication station includes step of transmitting said bit distribution to said first communication station, and said first communication station performs data transmission to said second communication station according to said bit distribution.

26. A multi-carrier transmission method performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprising:

signal to noise ratio evaluating step of obtaining a plurality of sets of signal to noise ratios by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

17

bit distribution step of performing bit distribution of each carrier for realizing a given transmission speed and a maximum performance margin depending upon respective values of a plurality of signal to noise ratio sets.

27. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein said signal to noise ratio evaluating step is designed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and said bit distribution step is designed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as one signal to noise ratio set.

28. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein said signal to noise ratio evaluating is designed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and said bit distribution step is designed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as one signal to noise ratio set.

29. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein said bit distribution step performs bit distribution depending upon one signal to noise ratio set and a total transmission power restriction value.

30. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein, in case of data transmission from said first communication station to said second communication station, said first communication station includes step of transmitting a predetermined plurality of transmission speeds to said second communication station and said second communication station has said signal to noise ratio evaluating step and said bit distribution step,

18

said bit distribution step includes step of deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speeds transmitted from said first communication station, step of selecting an optimal transmission speed from said plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and step of deriving bit distribution of each of said carriers according to the selected transmission speed.

31. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 30, wherein said second communication station includes step of transmitting said bit distribution to said first communication station, and said first communication station performs data transmission to said second communication station according to said bit distribution.

32. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein noise sources of two kinds of noises are present on a common cable with a communication line between said first and second communication stations.

33. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein two kinds of noise environments are a first noise environment and a second noise environment having worse noise condition than said first noise environment.

34. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein two kinds of noises are caused by far end crosstalk and near end crosstalk.

35. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein a communication line for data transmission between said first and second communication stations is a digital subscriber line.

\* \* \* \* \*

**JP2002-232943A**

**DATA TRANSMISSION PROCESSING METHOD, DATA RECEPTION PROCESSING METHOD,  
TRANSMITTER, RECEIVER, AND CELLULAR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM**

Date of publication of application : 16.08.2002

Application number : 2001-020830

Applicant : SONY CORP

Date of filing : 29.01.2001

Inventor : SATO MASANORI

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a cellular wireless communication system where transmission power in a base station is not controlled and a substantial reception sensitivity even at a position apart from the base station can be enhanced.

**SOLUTION:** A mobile station measures the reception sensitivity of the mobile station on the basis of control channel data from the base station and reports the result of measurement to the base station. The base station decides a transmission mode on the basis of the reported measurement result. When the reception sensitivity of the mobile station is low, a copy section 13 copies transmission object data coded by a coding section 11 of the base station to a plurality of the same data, modulation sections 15 modulates the data, and spread sections 17 uses codes to apply spread spectrum processing to the modulated data as a specific transmission mode. Inverse spread sections 35 of a receiver of the mobile station use the same codes as those used for the transmission to apply inverse spread processing to the received data corresponding to the transmission mode, demodulation sections 47 demodulate the data, an adder section 49 sums them, and a decoding section 50 decodes the sum output to reproduce the data.

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームコード* (参考)
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26	1 0 9 A 5 K 0 2 2
H 0 4 B 7/26			C 5 K 0 6 7
1/707		H 0 4 J 13/00	D

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 8 頁)

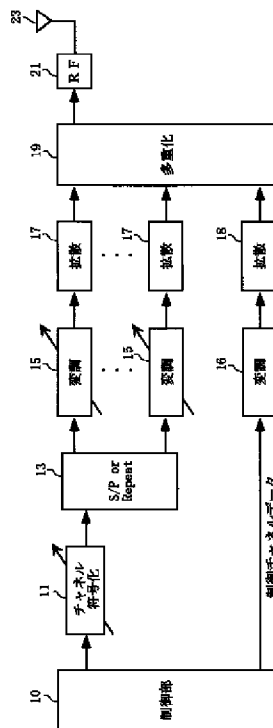
(21) 出願番号	特願2001-20830(P2001-20830)	(71) 出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川6丁目7番35号
(22) 出願日	平成13年1月29日(2001.1.29)	(72) 発明者	佐藤 雅典 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
		(74) 代理人	100098350 弁理士 山野 睦彦
		Fターム(参考)	5K022 EE02 EE11 EE22 EE31 5K067 AA24 BB04 CC10 DD45 EE02 EE10 FF16 HH26 KK13 KK15

(54) 【発明の名称】 データ送信処理方法、データ受信処理方法、送信機、受信機、およびセルラー無線通信システム

(57) 【要約】

【課題】セルラー無線通信システムにおいて、基地局における送信電力制御を行なうことなく、基地局から離れた位置でも実質的な受信感度を上げる。

【解決手段】移動局の受信感度は、基地局からの制御チャネルデータに基づいて移動局側で測定され、測定結果が基地局へ報告される。基地局は報告された測定結果に基づいて送信モードを決定する。基地局では、移動局側の受信感度が低い場合、特定の送信モードとして、符号化部11で符号化した送信対象データを複製部13で複製して複数の同一データを生成し、これらを変調部15で変調し、複数の拡散部17において複数のコードでスペクトラム拡散する。移動局の受信機では、当該送信モードに対応して、複数の逆拡散部35で送信で用いられたと同じ複数のコードで逆拡散を行ない、複数の復調部47により復調し、加算部49により加算し、その加算出力を復号部50で復号することによりデータを再生する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】符号分割多元接続方式を採用した無線通信システムにおけるデータ送信処理方法であって、移動局に対する送信対象データを複製して得られた複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散を行なって多重化した信号を前記移動局へ送信することを特徴とするデータ送信処理方法。

【請求項2】符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムの基地局におけるデータ送信処理方法であって、データを送信すべき相手の移動局の現在の受信感度を認識するステップと、

この認識された受信感度に応じて当該移動局に対するデータ送信時に用いる送信モードを決定するステップと、この決定された送信モードで当該移動局へデータを送信するステップとを備え、

前記送信モードとして、少なくとも前記受信感度が低い場合に、前記移動局に対する送信対象データを複製して得られた複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散を行なって多重化した信号を送信する送信モードを有することを特徴とするデータ送信処理方法。

【請求項3】符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムの基地局におけるデータ送信処理方法であって、

データを送信すべき相手の移動局において決定された、当該移動局に対するデータ送信時に用いるべき送信モードの報告を受けるステップと、

この報告された送信モードで当該移動局へデータを送信するステップとを備え、

前記送信モードとして、少なくとも前記移動局における受信感度が低い場合に、前記移動局に対する送信対象データを複製して得られた複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散を行なって多重化した信号を送信する送信モードを有することを特徴とするデータ送信処理方法。

【請求項4】符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムにおけるデータ受信処理方法であって、

送信対象データの複製された複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散が行なわれ多重化された信号を受信するステップと、

この受信信号を前記送信に用いられたと同じ複数のコードで逆拡散、復調するステップと、

これらの復調して得られた複数の信号を加算するステップと、

を備えたことを特徴とするデータ受信処理方法。

【請求項5】符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムにおける送信機であって、送信すべきデータを符号化する符号化手段と、符号化されたデータを複製して複数の同一データを生成

する複製手段と、

前記複数の同一データについて変調し、複数のコードでそれぞれスペクトラム拡散する複数の変調・拡散手段と、

これらの複数の変調・拡散手段の出力を多重化して電波により送信する送信手段と、

前記送信機全体の動作を制御する制御手段とを備え、

この制御手段は、複数の送信モードを有し、その一つとして、送信相手である移動局において少なくとも受信感度が低い場合に、当該移動局に対する送信対象データの複製された複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散を行なって多重化した信号を送信する送信モードを有することを特徴とする送信機。

【請求項6】移動局における受信感度を移動局側で測定するための測定用データを送信する手段を備えたことを特徴とする請求項5記載の送信機。

【請求項7】前記符号化されたデータを直並列変換して複数のデータ部分に分割する直並列変換手段をさらに備え、

前記制御手段は、前記直並列変換手段からの複数のデータ部分を前記複数の変調・拡散手段に入力し、これら複数の変調拡散手段の出力を前記送信手段により多重化して送信する他の送信モードを有することを特徴とする請求項5または6記載の送信機。

【請求項8】符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムにおける受信機であって、電波で受信した信号を複数のコードで逆拡散する複数の逆拡散手段と、

これら複数の逆拡散手段の出力をそれぞれ復調する複数の復調手段と、

これら複数の復調手段の出力を加算する加算手段と、

この加算手段の出力を復号する復号手段と、

前記受信機の動作を制御する制御手段とを備え、

この制御手段は、複数の受信モードを有し、その一つとして、送信対象データの複製された複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散が行なわれ多重化された信号を受信したとき、前記複数の逆拡散手段により送信において用いられたと同じ複数のコードを用いて逆拡散を行ない、その出力を前記複数の復調手段により復調し、その復調出力を前記加算手段により加算し、その加算出力を前記復号手段で復号する受信モードを有することを特徴とする受信機。

【請求項9】前記受信機における受信感度を受信機側で測定するための測定用データを受信し、この測定用データに基づいて受信感度を求める手段をさらに備えることを特徴とする請求項8記載の受信機。

【請求項10】前記求められた受信感度の情報を送信機側へ送信し、送信機側で決定された送信モードの通知を受けて、受信モードを決定することを特徴とする請求項9記載の受信機。

【請求項 1 1】前記求められた受信感度に基づいて、送信機の送信モードを決定し、送信機へ報告することを特徴とする請求項 9 記載の受信機。

【請求項 1 2】前記複数の復調手段の出力を並直列変換して一つのデータに合成する並直列変換手段をさらに備え、

前記制御手段は、前記複数の復調手段の出力を前記並直列変換手段により一つのデータに合成し、この合成信号を前記復号手段により復号する他の受信モードを有することを特徴とする請求項 9、10 または 11 記載の受信機。

【請求項 1 3】基地局と複数の移動局との間における符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムであって、

基地局において、データを送信すべき相手の移動局の現在の受信感度に応じて当該移動局に対するデータ送信時に用いるべき送信モードを複数の送信モードから選択する適応制御を行ない、少なくとも移動局での受信感度が低い場合に、前記移動局に対する送信対象データを複製して得られた複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散を行なって多重化した信号を送信する特定の送信モードを有し、

移動局において、前記複数の送信モードに対応する複数の受信モードを有し、前記特定の送信モードに対する特定の受信モードとして、送信対象データの複製された複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散が行なわれ多重化された信号を受信し、この受信信号を前記送信に用いられたと同じ複数のコードで逆拡散、復調し、これらの復調して得られた複数の信号を加算する受信モードを有することを特徴とするセルラー無線通信システム。

【請求項 1 4】前記基地局は、他の送信モードとして、移動局へ送信すべきデータを直並列変換により複数のデータ部分に分割し、これらの複数のデータ部分を変調し、複数のコードでスペクトラム拡散し、多重化して送信する送信モードを有し、前記移動局は、前記他の送信モードに対応する他の受信モードとして、受信信号を前記送信に用いられたと同じ複数のコードで逆拡散し、復調した信号を並直列変換により合成し、復号する受信モードを有することを特徴とする請求項 1 3 記載のセルラー無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、符号分割多元接続（CDMA：Code Division Multiple Access）方式を採用した無線通信システムに係り、特に CDMA において適応変調符号化方式（AMCS：Adaptive Modulation and Coding Scheme）を採用したセルラー無線通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】AMCS は、セルラー無線通信における基地局と移動局との間の距離や時間によって移動局の受信環境が変わることに対する送信機側の適応制御の一種である。より具体的には、移動局である端末における、基地局からの信号の受信信号強度に応じて、基地局からの送信モードを最適なものに切り替える技術である。送信モードは、複数の変調方式および符号化率の組み合わせによって定まる。

【0003】基地局からの受信信号強度を端末側で測定するために、基地局からは制御チャネルによりパワー測定用データを送信する。この送信データは、既知のデータである。また、この送信パワー、および、この送信パワーとユーザデータを送信するデータチャネルの送信パワーとの比が端末側で既知である。端末側では、基地局から送信されたパワー測定用データを受信してその S I R（Signal to Interference Ratio）または S N R（Signal to Noise Ratio）等を測定する。これらは、干渉やノイズに対する信号の強度（すなわち受信感度）を示す指標である。ついで、このパワーと前記既知のパワー比とに基づいて、ユーザデータが送信されるデータチャネルの S I R を推定する。

【0004】このようにして求められた S I R に基づいて、基地局からの送信モードが決定される。この送信モードの決定処理は、端末において行ない、その結果を基地局に報告する、または、S I R を基地局に報告して基地局で行なう。

【0005】図 4 に、複数の送信モード # 1、# 2、# 3 についての S I R 対 F E R（Frame Error Rate：フレームエラーレート）を表すグラフ（a）、および、S I R 対スループット（Throughput）を表すグラフ（b）を示す。これらのグラフから分かるように、送信モードによって F E R およびスループットの分布が異なっている。すなわち、送信モード # 3 は S I R の大きい領域ではスループットが大きい、S I R が下がるとエラーレートが増加する。送信モード # 1 では S I R の広い領域にわたって低いながら安定したスループットが得られ、広い領域にわたって対ノイズ性能が良好である。モード # 2 はモード # 1 とモード # 3 の中間の性質を有する。したがって、個々の端末における S I R に応じて当該端末へユーザデータを送信するチャネルの送信モードを、S I R の低い領域、中間の領域および高い領域において、それぞれ送信モード # 1、# 2、# 3 と切り替えることにより、単一の送信モードを用いる場合に比べて、図 5 のグラフの合成した太線部分で示すように、S I R の広い領域において最善のスループットが得られるようになる。

【0006】一方、CDMA 方式は、スペクトラム拡散技術により、同じ周波数帯域の信号を用いて複数の通信を同時に行なう技術であり、時分割多元接続（TDM A）方式や周波数分割多元接続（FDMA）方式に比べ

て、帯域幅あたりのユーザチャネル数を多くできる、送信周波数が広帯域であるためにマルチパス信号による周波数選択制フェージングに強い、PN (Pseudorandom Noise) 符号の利用により秘話性を有する、等の特徴を備えている。このCDMA方式を広帯域化した広帯域CDMAが次世代携帯電話の標準方式として採用される予定である。

【0007】図6 (a) に示すように、CDMA方式では、通常、符号化されたデータAを変調 (一次変調) 後、この変調されたデータA' を、割り当てられたコードでスペクトラム拡散する。これに対して、図6 (b) に示すように、同一ユーザについての符号化されたデータの分割部分A, B, C, Dを同時に変調 (一次変調) 後、これらの変調されたデータA', B', C', D' をそれぞれに割り当てられたコードa, b, c, dでスペクトラム拡散し、1フレーム内に多重する。これは適応コード割当 (Adaptive Code Allocation) と呼ばれる。この場合の「適応」とは、送信すべきデータ量に応じて1ユーザについてのデータ送信に幾つのコードを用いるのかが決まるという意味である。これにより、1ユーザについて1フレーム当たりに送れるデータ数を増やすことでスループットを上げることができる。なお、CDMA方式において上記のようなSIRに基づく送信モードの制御を行なう場合、1コード当たりの送信パワーは常時一定としておく必要がある。これは、パワー測定用のチャネルとデータチャネルとのパワー比を一定にするためである。

#### 【0008】

【発明が解決しようとする課題】上記のようなAMCSにコード多重を併用したシステムにおいても、図5に示したように、受信SIRが小さい場合には、選択できる変調方式および符号化率は結局1種類になり、単一の変調方式および符号化率を採用しているシステムと同じことになってしまう。そのため、セル境界付近でのスループットを向上させることができなかった。

【0009】なお、従来、送信機側の送信電力制御として、セル境界付近での受信感度を上げるために、受信感度の良好な位置にある端末に比べて、受信感度の劣悪な位置にある端末に対しては送信パワーを増加させる技術が知られている。しかし、前述のような端末における受信SIRの測定のためには、このような送信電力制御は採用できない。パワー測定用のチャネルがセル内の全ユーザに共通であるため、各端末についてデータチャネルのパワーを変化させるとパワー測定用チャネルのパワー (またはSIR) からデータチャネルのパワー (またはSIR) が推定できなくなるからである。換言すれば、パワー測定用のチャネルの送信パワーと、ユーザデータを送信するデータチャネルの送信パワーとのパワー比を一定に保つ必要があるため、データチャネルのパワーを変えることが困難だからである (パワー測定用のチャネ

ルの送信パワーは常に一定)。

【0010】したがって、本発明は、基地局における送信電力制御を行なうことなく、基地局から離れた位置でも実質的な受信感度を上げることができるデータ送信処理方法、データ受信処理方法、送信機、受信機、およびセルラー無線通信システムを提供することを目的とする。

#### 【0011】

【課題を解決するための手段】本発明によるデータ送信処理方法は、符号分割多元接続方式を採用した無線通信システムにおけるデータ送信処理方法であって、移動局に対する送信対象データを複製して得られた複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散を行なって多重化した信号を前記移動局へ送信することを特徴とする。

【0012】これに対応する本発明のデータ受信処理方法は、符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムにおけるデータ受信処理方法であって、送信対象データの複製された複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散が行なわれ多重化された信号を受信するステップと、この受信信号を前記送信に用いられたと同じ複数のコードで逆拡散、復調するステップと、これらの復調して得られた複数の信号を加算するステップとを備えたことを特徴とする。

【0013】このように、送信側で、同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散を行なうとともに、受信側では受信した信号を当該送信に用いられたと同じ複数のコードで逆拡散して得られる複数の信号を加算することにより、ノイズレベルに対して信号レベルのみを向上させ、実質的に送信パワーを倍増したと同等の効果をを得ることができる。

【0014】本発明によるデータ送信処理方法は、他の見地によれば、符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムの基地局におけるデータ送信処理方法であって、データを送信すべき相手の移動局の現在の受信感度を認識するステップと、この認識された受信感度に応じて当該移動局に対するデータ送信時に用いる送信モードを決定するステップと、この決定された送信モードで当該移動局へデータを送信するステップとを備え、前記送信モードとして、少なくとも前記受信感度が低い場合に、前記移動局に対する送信対象データを複製して得られた複数の同一データに対して複数のコードでスペクトラム拡散を行なって多重化した信号を送信する送信モードを有することを特徴とする。

【0015】この構成では、送信モードの決定を基地局で行なったが、データを送信すべき相手の移動局において決定されたものを受信するようにしてもよい。

【0016】本発明はまた、このセルラー無線通信システム、およびこのシステムにおいて用いる送信機および受信機の構成を請求する。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態として、CDMA方式において上述したような適応制御を行なうセルラー無線通信システムについて説明する。

【0018】図1は、本システムにおける基地局の送信機の概略構成を示す。本実施の形態では、基地局から移動局である端末（ここでは携帯電話機）へのデータ送信について本発明を適用する。よって、基地局の受信機としては既存の構成と同じでよく、特に説明はしない。基地局は、複数のユーザに対応するが、この図では1ユーザについてのみ示す。この送信機は、制御部10、符号化部11、直並列変換／複製部（S/P or Repeat）13、変調部15、16、拡散部17、18、多重化部19、RF部21、およびアンテナ23を備えている。

【0019】制御部10は、この送信機全体を制御する部位であり、CPU、ROM、RAM等から構成される。符号化部11は、制御部10から受けた送信対象のデータを誤り訂正符号化する。この符号化率は、適応制御により決定された送信モードに応じて制御部10で切り替え可能である。すなわち、例えば受信SIRのような受信感度を示す指標が高い場合には符号化率を上げ、低い場合には符号化率を下げる。

【0020】直並列変換／複製部13は、制御部10の制御に従って符号化されたデータを送信モードに応じて直並列変換し、または、複製して、後段の複数の変調部15へ入力する。変調部15およびこれに続く拡散部17は複数対備えられる。1ユーザに使用する変調部15および拡散部17の対の数は、適応制御により決定された送信モードに応じて決まる。送信モードは、後に詳述するような端末での受信SIRに基づいて決定される。直並列変換／複製部13は、前述したような複数の分割データに対するコード多重を行なう場合には直並列変換を行ない、本発明における複製した同一データに対するコード多重を行なう場合にはその数だけの複製を行なう。復調部15の変調方式は送信モードに基づいて複数の変調方式の中から選択される。変調部15で変調され

た信号は、拡散部17においてスペクトラム拡散される。従来技術でも言及したように、1コード当たりの送信パワーは常時一定とする。

【0021】一方、制御部10からの制御チャンネルデータも変調部16を経て、拡散部18でスペクトラム拡散される。制御チャンネルデータにはSIR測定用基準データを含んでいる。拡散部17、18の出力信号は多重化部19で多重化され、RF部21を介してアンテナ23から電波として送信される。

【0022】図2は、本システムにおける端末の受信機の概略構成を示す。前述と同じ理由により、端末の送信機としては既存の構成と同じでよいので特に説明はしない。この受信機は、アンテナ31、逆拡散部35、36、SIR算出部39、換算部41、位相補正制御部43、位相補正部45、復調部47、並直列変換／加算部（P/S or Sum）49、チャンネル復号部50、および制御部60を備える。アンテナ31を介してRF部33で抽出された信号は、送信で用いられたと同じ複数のコードを用いて、逆拡散部35、36により逆拡散される。逆拡散部35からは制御チャンネルデータ（SIR測定用基準データ）の信号が得られ、逆拡散部36からは各データチャンネルの信号が得られる。SIR算出部39は、逆拡散部35の出力に基づいて制御チャンネルデータ（すなわちパワー測定用のチャンネルの受信信号）のSIRを算出する。この算出されたSIRは、換算部41により、データチャンネルのSIRに換算される。この換算は、送信パワーとユーザデータを送信する場合のデータチャンネルの送信パワーとの既知の比aを、SIR算出部39の出力SIRに乗算することにより行われる。

【0023】SIRは、具体的には次のようにして求められる。すなわち、逆拡散部35の出力P(i)（ここに、 $P(i) = a_i + j b_i$ ）を一定区間、同相加算し、平均を取ったものを”S”とする。また、この平均値と逆拡散部35の出力との分散を一定区間にわたって導出したものを”I”とする。これらの比S/Iが、SIRの一例である。式で表せば次のとおりである。

$$P_{avg} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} P(i) = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} a_i + j \sum_{i=1}^{N-1} b_i \right\} \quad (1)$$

$$I = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} (P(i) - P_{avg})^2 \quad (2)$$

式(1)より、

$$SIR = \frac{S}{I} \quad (3)$$

このようにして求められたSIRは、上記の換算後、制御部60により、図示しない送信機を介して基地局へ報

告される。なお、ここでは制御チャンネルデータのSIRを先に求めてこれをデータチャンネルのSIRに換算するようにしたが、制御チャンネルデータのパワーをデータチャンネルのパワーに換算した後、データチャンネルのSIRを求めるようにしてもよい。

【0024】複数のデータチャンネルについての逆拡散部36では、ユーザデータ信号が逆拡散により得られる。



制御チャネルの逆拡散信号に基づいて位相補正制御部43は各データチャネルのフェージングを補正するための補正信号を生成し、各逆拡散部36の出力を、対応する各位相補正部45において補正する。この補正後の信号は、対応する各復調部47で復調される。復調部47の復調方式は、制御部60により、複数の復調方式の中から、基地局で選択された送信機での変調方式に対応した復調方式が選択される。並直列変換／加算部49では、制御部60により、基地局での送信機での処理に応じて並直列変換されるか、または、加算される。並直列変換／加算部49の出力に対して、制御部60の制御に基づいて、チャネル復号部50により、基地局の送信機での符号化率に応じた復号処理が行なわれる。

【0025】図3のタイミング図により、基地局（BS）と移動局（MS）である端末との間の信号の授受の一例を説明する。基地局からは制御チャネルによりSIR測定用データが常時送信されている（図ではBSからMSへ向かう破線）。本実施の形態では、端末は、データの通信を行なう必要が生じた場合に、SIR測定用データに基づいてSIRを測定し、この測定したSIRを基地局へ報告する。基地局へのSIRの報告は、定期的に行なうようにしてもよい。

【0026】基地局は、複数の端末からのSIRの報告を受けうる。したがって、複数の端末からSIRの報告を受けた基地局は、まずそれらの報告に基づき、データを送信する相手のユーザを決定する（ユーザ間の調整I）。ついで基地局は、各端末からの報告に基づき、当該端末に対するデータ送信時に用いるべき変調方式および符号化率を選択し（II）、さらに使用するコード数を決定する（III）。

【0027】複数のコード数を用いる場合には、同一データの複製データに対するコード多重か、または分割データに対するコード多重化かも決定する。複製データに対するコード多重は、報告されたSIRが低く、そのままでは正常な受信が行なえそうにないと判断された場合に選択する。この際、その時点のデータチャネルの容量に余裕（利用可能なコードが余っている）があることも当該モードの条件としてよい。また、同一ユーザについての分割データに対するコード多重は、SIRが比較的大きく、かつ、データチャネルの容量に余裕があるような場合に選択できる。

【0028】これらの決定された送信パラメータは通信相手の端末へ通知される。これによって、当該端末での逆拡散、復調、復号の方式が送信側に合わせて設定される。ただし、端末側で送信パラメータを推定可能である場合は、この基地局からの通知処理を省略可能である。なお、端末へ割り当てるべきコードは、これらの送信パラメータとともに端末へ送信することができる。その後、当該送信モードで基地局から端末へデータが送信され、基地局ではその送信モードに対応する受信モードで

データを受信し、逆拡散、復調して送信データを再生する。

【0029】図7は、基地局からの距離RとSIRとの関係を示している。この図からわかるように、基地局からの特定の距離R1の位置において従来の1コード使用時に報告されるSIR1が一定品質の受信に必要なSIR2より低くても、同じ位置における本発明の同一データの2コード多重によるSIR3はSIR1をほぼ倍増させた大きさとなり、SIR2を越えることが可能になる。

【0030】さらに見方を変えれば、図8に示すように、基地局からの特定の距離R1の位置において従来の1コード使用時に報告されるSIRが一定品質の受信に必要なSIR2に一致する場合、本発明の同一データの2コード多重によれば、同じSIR2が得られる距離をR1より大きいR2まで飛躍的に拡大することができる。

【0031】したがって、本発明の、同一データの複数コード多重は、特にSIRの低い領域において利用することに意義があり、これによって図9に示すように、従来よりも低SIR領域Lでのスループットを向上させることができる。

【0032】以上、本発明の好適な実施の形態について説明したが、上記で言及した以外にも、種々の変形、変更が可能である。例えば、スペクトラム拡散方式として、直接拡散（DS）方式についての説明したが、周波数ホッピング（FH）方式にも本発明は適用可能である。その場合にはPN符号に代えてホッピングパターンを用いる。

#### 【0033】

【発明の効果】本発明によれば、符号分割多元接続方式を採用したセルラー無線通信システムにおいて、基地局における送信電力制御を行なうことなく、基地局から離れた位置で受信感度が低い場合でも、実質的な受信感度を上げることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明によるセルラー無線通信システムにおける基地局の送信機の概略構成を示すブロック図である。

【図2】本発明によるセルラー無線通信システムにおける端末の受信機の概略構成を示すブロック図である。

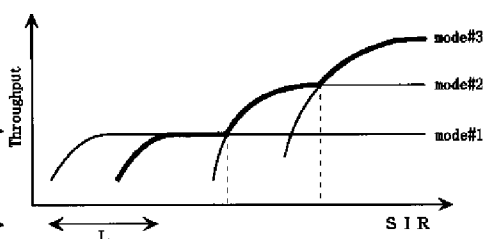
【図3】本発明によるセルラー無線通信システムにおける基地局（BS）と移動局（MS）である端末との間の信号の授受の一例を説明するためのタイミング図である。

【図4】複数の送信モード#1、#2、#3についてのSIR対FERを表すグラフ（a）、および、SIR対スループット（Throughput）を表すグラフ（b）である。

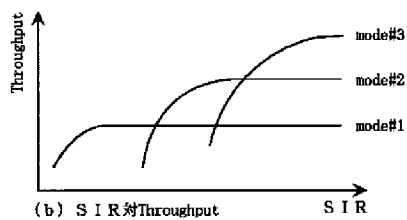
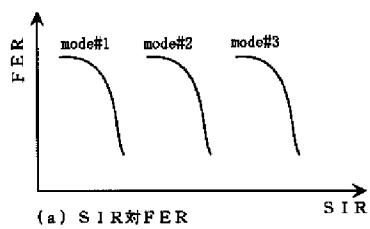
【図5】送信モードの切り替えにより得られるSIR対スループットを表すグラフである。

【符号の説明】

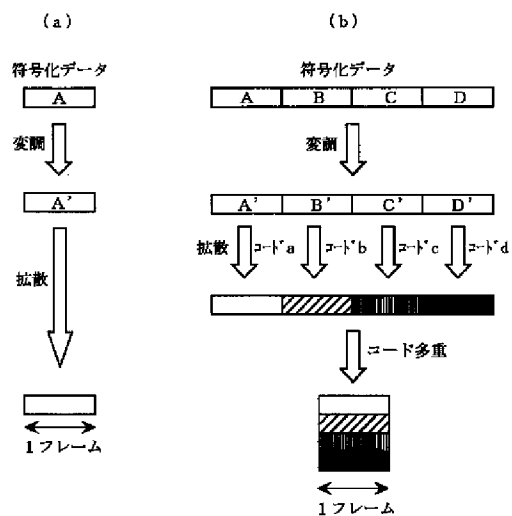
10…制御部、11…チャネル符号化部、13…直並列変換／複製部（S/P or Repeat）、15、16…変調部、17、18…拡散部、19…多重化部、21…RF部、23、31…アンテナ、33…RF部、35、36…逆拡散部、39…SIR算出部、41…換算部、43…位相補正制御部、45…位相補正部、47…復調部、49…直並列変換／加算部（P/S or Sum）、50…チャネル復号部、60…制御部



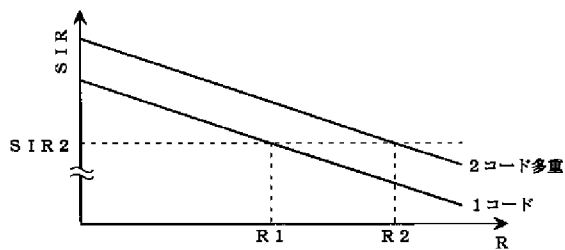
【図4】



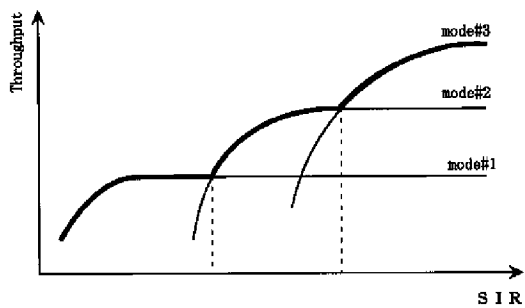
【図6】



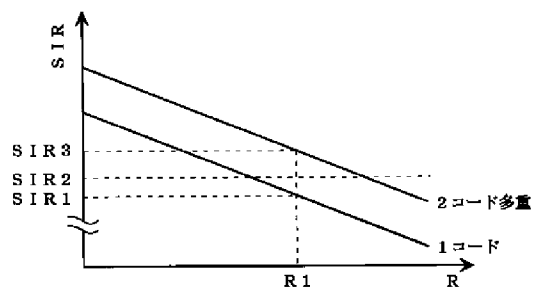
【図8】



【図5】



【図7】



## ADAPTIVE BIT ALLOCATION FOR VARIABLE BANDWIDTH MULTICARRIER COMMUNICATION

Publication number: JP2002504283 (T)

Publication date: 2002-02-05

Classification:

- international: H04J1/00; H04J11/00; H04L27/26; H04L27/32; H04J1/00; H04J11/00; H04L27/26; H04L27/32; (IPC1-7): H04J1/00; H04J11/00; H04L27/32

- European: H04L5/00A2A1; H04L5/00C4A; H04L5/00C7A; H04L5/00C8E; H04L5/00E2

Application number: JP19990503053T 19980609

Priority number(s): US19970873421 19970612; WO1998US11845 19980609

Abstract not available for JP 2002504283 (T)

Abstract of corresponding document: WO 9857472 (A1)

Translate this text

Data is distributed among the channels of an asynchronous data subscriber loop (ADSL) communications system in accordance with an adaptive algorithm which from time to time measures the signal to noise ratio of the various channels and finds a margin for each channel dependent on achievement (where possible) of a given bit error rate and a desired data transmission rate. The margin distribution is achieved by augmenting the constellation signal to noise ratio to enhance computational efficiency and allow redetermination of bit allocation tables during transmission as necessary. Pairs of bit allocation tables are maintained at the transmitter and receiver and one table of each pair at the transmitter and receiver is updated while the other pair is in use for controlling communication.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2002-504283

(P2002-504283A)

(43) 公表日 平成14年2月5日 (2002.2.5)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 J 1/00		H 0 4 J 1/00	
	11/00		Z
H 0 4 L 27/32		H 0 4 L 27/00	D

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 36 頁)

(21) 出願番号 特願平11-503053  
(86) (22) 出願日 平成10年6月9日 (1998.6.9)  
(85) 翻訳文提出日 平成11年12月13日 (1999.12.13)  
(86) 国際出願番号 PCT/US 98/11845  
(87) 国際公開番号 WO 98/57472  
(87) 国際公開日 平成10年12月17日 (1998.12.17)  
(31) 優先権主張番号 08/873, 421  
(32) 優先日 平成9年6月12日 (1997.6.12)  
(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 アウェア、インコーポレイテッド  
アメリカ合衆国マサチューセッツ州01730,  
ベッドフォード、ミドルセックス・ターン  
バイク・40  
(72) 発明者 タネス、マルコス  
アメリカ合衆国マサチューセッツ州02173,  
レキシントン、ローウェル・ストリート・  
665、ユニット・ナンバー53  
(72) 発明者 ケチリオティス、ジョージ  
アメリカ合衆国マサチューセッツ州02174,  
アーリントン、ハミルトン・ロード・ナン  
バー2・34  
(74) 代理人 弁理士 古谷 馨 (外2名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 可変帯域多重キャリア通信用の適応ビット割り当て

#### (57) 【要約】

種々のチャンネルの信号対ノイズ比を時々測定し、所定のビット誤り率及び所望のデータ伝送レートの (可能な) 実現性に依存して各チャンネルに関するマージンを求める適応アルゴリズムに従って、非同期データ加入者グループ (ADSL) 通信システムのチャンネル間にデータを分配する。マージンの分配は、群信号対ノイズ比を拡張して、計算効率を改善し、伝送中に必要に応じてビットアロケーションテーブルを再決定できるようにすることによって実現される。ビットアロケーションテーブルの組は送信機と受信機で保持され、送信機と受信機における各組の1つのテーブルは、他の組が通信を制御するために使用されている間に更新される。

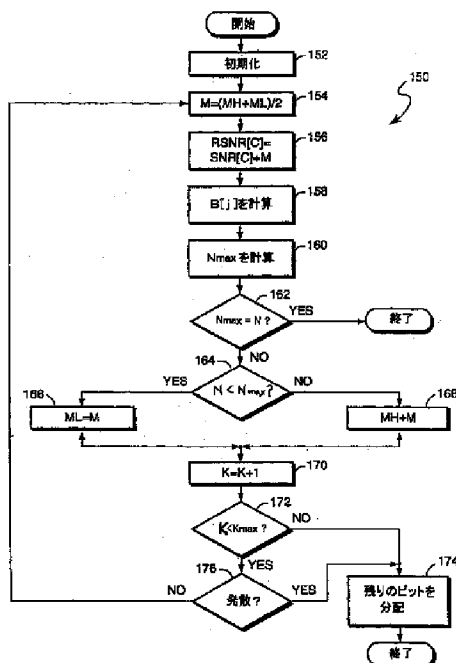


FIG. 6

**【特許請求の範囲】**

1. 各チャンネルの信号対ノイズ比に依存して、送信機から受信機に種々のレートでデータを送信するために複数のチャンネルを有する多重キャリア変調システムが、
  - A. 前記チャンネルのそれぞれのチャンネルに、対応するチャンネルに関する最初の信号対ノイズ比に従って、データを割り当てるための手段と、
  - B. 前記チャンネルの試行ノイズマージンを繰り返し計算するための手段と、
  - C. 前記チャンネルの前記試行ノイズマージンと前記信号対ノイズ比を繰り返し組み合わせて、前記データを前記チャンネルに再割り当てする際に使用するために、該チャンネルに関する修正した信号対ノイズ比を生成するための手段を備えること。
2. 前記マージンを前記チャンネルに関連する群信号対ノイズ比に加えて、前記修正した信号対ノイズ比を生成することからなる、請求項1の多重キャリア変調システム。
3. 前記マージンを前記信号対ノイズ比に、前記チャンネルに均等に加えることからなる、請求項2の多重キャリア変調システム。
4. 上限及び下限のマージン閾値MH及びMLをそれぞれ規定するための手段を備え、前記試行ノイズマージンが、前記閾値の組み合わせとして定義されることからなる、請求項3の多重キャリア変調システム。
5. 前記組み合わせが、前記上限の閾値と下限の閾値の平均として生成されることからなる、請求項4の多重キャリア変調システム。
6. 前記閾値の少なくとも1つの閾値が、以前に規定された前記チャンネルに関連する信号対ノイズ比に従って前記チャンネル上を伝送可能なデータ量と、前記チャンネル上を伝送すべき所望のデータ量との差の関数として決定される、請求項5の多重キャリア変調システム。
7. 前記閾値の少なくとも1つが0に設定される、請求項6の多重キャリア変調システム。
8. 以前に規定された前記チャンネルに関連する信号対ノイズ比に従って前記チ

チャンネル上を伝送可能なデータ量が、前記チャンネル上を伝送すべき所望のデータ量と等しいときに、データ割り当てを終了させるための手段を備える、請求項6の多重キャリア変調システム。

9. 前記差が発散するときに、データ割り当てを終了させるための手段を備える、請求項6の多重キャリア変調システム。

10. 前記チャンネルについてのマージンの計算を所定数繰り返した後に、データ割り当てを終了させるための手段を備える、請求項6の多重キャリア変調システム。

11. 試行ノイズマージンを計算するための前記手段が、

A. 前記それぞれのチャンネルに関する前記最初の信号対ノイズ比に従って前記チャンネルに割り当てることが可能なデータ量と、伝送すべき所望のデータ量との差の関数である試行マージンを規定するための手段と、

B. 前記チャンネルの信号対ノイズ比が、前記試行マージンによって拡張される時の前記チャンネル上を伝送することが可能なデータ量と、以前に決定した前記信号対ノイズ比に従って前記チャンネル上を伝送することが可能なデータ量との間の関係に従って、前記試行マージンを繰り返し調整するための手段を備える、請求項1の多重キャリア変調システム。

12. 前記チャンネル上を、前記送信機から前記受信機に基準フレームを周期的に送信するための手段と、送信された前記基準フレームから、前記チャンネルの信号対ノイズ比を測定するための手段を備え、前記チャンネルの試行ノイズマージンを繰り返し計算するための前記手段が、最も最近送信されたフレームとその次のフレームとの間の間隔において前記マージンを計算するために、前記最も最近送信されたフレームにおいて最初の信号対ノイズ比として決定された信号対ノイズ比を使用することからなる、請求項1の多重キャリア変調システム。

13. チャンネルのデータ割り当てを、該チャンネルに関連する信号対ノイズ比に従って記憶するために、前記送信機と前記受信機の両方に第1及び第2のメモリレジスタの組を備え、さらに、前記送信機から前記受信機に、前記送信

機から引き続きデータを受信するために前記レジスタの組のどれを使用すべきか

を示すフラグを送信するための手段を備える、請求項12の多重キャリア変調システム。

14. 各チャンネルの信号対ノイズ比に依存して、送信機から受信機に種々のレートでデータを送信するために複数のチャンネルを有する多重キャリア変調システムが、

A. 前記チャンネルのそれぞれのチャンネルに、対応するチャンネルに関して測定された最初の信号対ノイズ比に従って、データを割り当てるための手段と、

B. 前記最初の信号対ノイズ比、及び、前記信号対ノイズ比を有する前記チャンネル上を伝送可能なデータ量と伝送すべき所望のデータ量との差の関数として前記チャンネルの試行ノイズマージンを計算するための手段と、

C. 前記試行ノイズマージンによって前記チャンネルに関連する最初の信号対ノイズ比を拡張し、それによって、前記チャンネル上を伝送可能なデータ量の修正評価値を規定する際に使用するための拡張された信号対ノイズ比を規定するための手段と、

D. 前記拡張された信号対ノイズ比及び、前記拡張された信号対ノイズ比を有する前記チャンネル上を伝送可能なデータ量と、終了条件が満たされるまで伝送すべき所望のデータ量との差の関数として、連続する試行ノイズマージンを繰り返し規定するための手段

を備えること。

15. 前記終了条件が、拡張された信号対ノイズ比の特定の組を有する前記チャンネル上を伝送可能なデータ量と、伝送すべき所望のデータ量とが等しいことを含む、請求項14の多重キャリア変調システム。

16. 前記終了条件が、前記拡張された信号対ノイズ比を有する前記チャンネル上を伝送可能なデータ量と、連続した計算に基づいて決定された伝送すべき所望のデータ量との差が増加することを含む、請求項14の多重キャリア変調システム。

17. 前記終了条件が、連続する試行ノイズマージンの規定された数を測定することを含む、請求項14の多重キャリア変調システム。



18. 前記チャンネル上を、前記送信機から前記受信機に基準フレームを周期的に送信するための手段と、送信された前記基準フレームから、前記チャンネルの信号対ノイズ比を測定するための手段を備え、前記チャンネルの試行ノイズマージンを計算するための前記手段が、最も最近送信されたフレームとその次のフレームとの間の間隔において前記マージンを計算するために、前記最も最近送信されたフレームにおいて最初の信号対ノイズ比として決定された信号対ノイズ比を使用することからなる、請求項14の多重キャリア変調システム。

19. チャンネルのデータ割り当てを、該チャンネルに関連する信号対ノイズ比に従って記憶するために、前記送信機と前記受信機の両方に第1及び第2のメモリレジスタの組を備え、さらに、前記送信機から前記受信機に、前記レジスタの組のどれを、前記送信機から引き続きデータを受信するために使用すべきかを示すフラグを送信するための手段を備える、請求項18の多重キャリア変調システム。

20. 送信機から受信機に種々のレートでデータを送信するために、複数のチャンネルを有する多重キャリア変調システムにおいて、各チャンネルにデータを割り当てる方法であって、

A. 前記チャンネルのそれぞれのチャンネルに、対応するチャンネルに関して測定された信号対ノイズ比に従って、データを割り当てるステップと、  
B. 前記チャンネルの試行ノイズマージンを繰り返し計算するステップと、  
C. 前記試行ノイズマージンを前記チャンネルの前記信号対ノイズ比と繰り返し組み合わせて、前記チャンネルに前記データを再割り当てする際に使用するために前記チャンネルについての修正された信号対ノイズ比を生成するステップとからなる方法。

21. 前記チャンネルの前記試行ノイズマージンと前記信号対ノイズ比とを組み合わせる前記ステップが、計算された試行ノイズマージンを前記チャンネルの群信号対ノイズ比に加え、これによって、前記チャンネルを伝送可能なデータ量が決定されるところの拡張された信号対ノイズ比を生成することを含む、請求項20の方法。

22. 前記チャンネルの試行ノイズマージンを繰り返し計算する前記ステップが、

A. 各チャンネルに関する前記最初の信号対ノイズ比に従って前記チャンネルに割り当て可能なデータ量と、伝送すべき所望のデータ量との差の関数である試行マージンを繰り返し規定するステップと、

B. 前記チャンネルの信号対ノイズ比が、前記試行マージンによって拡張されるときの前記チャンネルを伝送可能なデータ量と、以前に決定した前記信号対ノイズ比に従って前記チャンネル上を伝送可能なデータ量との間の関係に従って、前記試行マージンを繰り返し調整するステップ

を含む、請求項20の方法。

23. A. 前記チャンネル上を、前記送信機から前記受信機に基準フレームを周期的に送信するステップと、

B. 送信された前記基準フレームから前記チャンネルの信号対ノイズ比を測定し、最も最近送信されたフレームとその次のフレームとの間の間隔において前記マージンを計算するために、最も最近送信されたフレームにおいて信号対ノイズ比として決定された信号対ノイズ比を使用するステップ

をさらに含む、請求項22の方法。

24. チャンネルのデータ割り当てを、該チャンネルに関連する信号対ノイズ比に従って記憶するために、前記送信機と前記受信機の両方に第1及び第2のメモリレジスタの組を提供し、前記送信機から前記受信機に、前記レジスタの組のどれを、前記送信機から引き続きデータを受信するために使用すべきかを示すフラグを送信するステップを含む、請求項23の方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 発明の名称

可変帯域多重キャリア通信用の適応ビット割り当て

## 技術分野

本出願は、電気通信の分野に関連し、特に、多重帯域デジタル信号通信の分野に関連する。

## 発明の背景

従来の多重キャリアデジタル通信は、異なる周波数を有する複数のキャリア（サブチャンネル）を使用して、デジタル信号を送受信する技術である。各サブチャンネルは、別々の信号部分を伝達するために使用される。送信機は、信号を複数の成分に分割し、それぞれの成分をキャリアの特定の1つに割り当て、それに割り当てられた成分に従ってそれぞれのキャリアを符号化し、それぞれのキャリアを送信する。受信機は、受信した各キャリアを復号して信号を復元する。

特定のサブキャリア上に符号化することができる最大の情報量は、そのサブキャリアに関連する通信チャンネルの信号対ノイズ比の関数である。通信チャンネルの信号対ノイズ比は、周波数に応じて変化することができ、これによって、あるキャリア上に符号化することができる最大の情報量を、別のキャリア上に符号化することができる最大の情報量と異なるものとすることができるようになっていく。

ビットローディングは、各サブチャンネルの信号対ノイズ比に応じて、サブチャンネルにビットを割り当てるための技法である。ビットローディングのアルゴリズムは、各キャリア上に符号化されることになる（ビットにおける）情報量を示すビットアロケーションテーブルを提供する。すなわち、 $J$ 個のキャリアを具備する多重キャリア通信システムでは、ビットアロケーションテーブル  $B[j]$  ( $j=1\sim J$ ) は、 $J$  個のキャリアの各々上に符号化されることになる情報

量を示す。

チャンネル特性に整合するように伝送系を構成することが知られている。例えば、「注水(water pouring)」として知られる技法が、1968年にGallager (「info

mation Theory and Reliable Communication」,389頁)によって、また、1965年にWozencraft (「Principles of Communication Engineering」,285-357頁)によって紹介された。注水には、チャンネルの周波数応答曲線(周波数の関数として信号対ノイズ比をプロットしたもの)に従って伝送信号のエネルギーを分配することが伴う。周波数応答曲線を反転し、利用可能な信号エネルギー(「水(water)」)をその反転曲線に「注入(pour)」して、より多くのエネルギーが、最大の信号対ノイズ比を有するチャンネルの部分に分配するようにする。伝送帯域が多数のサブチャンネルに分割される多重キャリアシステムでは、所定の「注水」エネルギー及び所望の誤り(エラー)率が与えられた場合に、サポートすることが可能なだけの数のビットを各サブキャリアに入れることによって、スループットを最大にすることができる。

多重キャリア信号のキャリア間にビットを割り当てるための他の技法が知られている。Hughes-Hartogsによる米国特許第4,731,816号には、ビットローディング方式が開示されている。この方式は、最大レートが得られるまで、各サブキャリアに1ビットずつ加える。追加ビットをサポートするために最小の追加パワーを必要とするサブキャリアが最初に選択される。

Chow他による米国特許第5,479,477号には、スループットを最大にするか、または、特定の目標データレート(データ速度)に対するマージンを最大にすることが可能なビットローディング方式が開示されている。Hughes-Hartogsによるものとは異なり、Chow他によるものは、ビットローディングテーブルを一度に1キャリア(一度に1ビットではなくて)決定する。Chow他によれば、全てのキャリアは、測定された信号対ノイズ比に従って降順で記録される。選択される最初のサブチャンネルは、最も多くのビットを伝送することができるサブチャンネルである。データレートを最大にするために、Chow他による方式を使用することにより、Hughes-Hartogsのアルゴリズムによって得られるのと同様のビットローディングテーブルを得ることができる。

受信機が受信データを正しく解釈するためには、送信機と受信機が同じビットローディングテーブルを使用しなければならない。ビットローディングアルゴリ

ズムが通信の初期化段階中に実行されると、その結果生じたビットアロケーションテーブルが送信機と受信機間を伝送されて、送信機と受信機の両方が、同じビットローディングテーブルを使用することを確実にする。しかし、通信チャンネルの信号対ノイズ比特性が通信中に変化した場合は、ビットアロケーションテーブルを更新／変更して、伝送系をチャンネル特性により適切に整合させることが必要となろう。一方、ビットアロケーションテーブルが変化した場合は、新しいテーブルの使用を送信機と受信機の両方について同期化させる必要がある。送信機と受信機が任意の時間に異なるビットアロケーションテーブルを使用すると、通信リンクには、ビットアロケーションテーブルが一致しないサブチャンネルにおいて重大なエラーが発生することになる。

さらに、新たなビットアロケーションテーブルを決定するためには時間がかかる場合があり、特に、ビットローディングアルゴリズムが、Hughes-Hartogsによって開示された、ビットアロケーションテーブルを一度に1ビット構成するような計算量の多いものである場合にはそうである。ビットアロケーションテーブルを、送信機と受信機間の通信中に何度も計算することになる場合は、ビットアロケーションテーブルを再計算するために（データを計算するためではなく）比較的長い時間を費やすことは望ましくないことである。

1つの解決策は、初期化の後にビットローディングテーブルを単に変更しないことである。しかし、これは、通信チャンネルの信号対ノイズ比がデータ送信中に変化する場合には受け入れることができないことがある。従って、ビットローディングテーブルを比較的高速に決定し、送信機と受信機による新しいテーブルの使用を同期化できることが望ましい。

#### 発明の要約

本発明によれば、1組のビットアロケーションテーブルが、送信機と受信機の両方で保持される。これらのテーブルは、データフレームから分離した制御フレームにおいて、受信機に送信された既知のデータについて実行される信号

対ノイズ比の測定を使用して、必要に応じて更新される。送信機は、2つのテーブルのうちのどれを次の通信のために使用すべきかについて受信機に知らせる。

このことは、データ通信中のある時点で、送信機から受信機にフラグを送信することによって行うことが好ましい。こうすることによって、受信機は、以後、通信に使用するビットローディングテーブルを切り換えて、それを送信機の対応するテーブルと同期化させる。

本発明の好適な実施態様では、継続時間が245.5マイクロ秒の69「フレーム」のそれぞれが16.94ミリ秒の「スーパーフレーム」を形成するために使用される（しかし、本発明はこれに限定されない）。各スーパーフレームの最初のフレームは、送信機から受信機に標準の（既知の）データセットを送信するために使用される制御フレームからなり、残りのフレームがデータを含んでいる。受信機は、各チャンネルについてこのフレーム内の受信データの信号対ノイズ比を測定し、これを、次のデータ伝送のためのチャンネルビット割り当てを計算するために使用する。実際には、全てのスーパーフレーム毎に信号対ノイズ比を計算する必要はないことがわかっている（計算することはもちろん可能であるが）。それどころか、ほとんどのデータ伝送について、数フレームにわたるチャンネルの信号対ノイズ比を測定し、それらを平均し、その結果値に基づいてビットアロケーションテーブルを更新し、こうして決定されたビットアロケーションテーブルを数百あるいは数千の以降のフレームについて使用することで十分なことがわかった。

ビットアロケーションテーブルの更新は、各チャンネルにおいて測定された信号対ノイズ比(SNR)を、1群の信号対ノイズ比(constellation signal to noise ratio、以下、群信号対ノイズ比と記載)SNR[c<sub>j</sub>]と比較することによって実行される。SNR[c<sub>j</sub>]は、試行ノイズマージンMにより、SNRa[c<sub>j</sub>]=SNR[c<sub>j</sub>]+Mに拡張される。群信号対ノイズ比SNR[c<sub>j</sub>]は、特定の信号対ノイズ比SNR<sub>j</sub>を有するチャンネルj上を送信することができるビット数c<sub>j</sub>（「群サイズ」）を規定する。ここで、c<sub>j</sub>は、例えば、1から15まで変化することができる。マージンMの値は、拡張された群信号対ノイズ比SNRa[c<sub>j</sub>]に従ってチャンネル上を伝送することができるデータ量（すなわち、ビット数）と、送信されるこ

とが望まれる量（「目標データレート」）Nとの差に依存する。このマージンの値は、測定された信号対ノイズ比SNR<sub>j</sub>により明らかにされるような特定の通信条件

に対して、それを最適化するために変更される。

特に、それぞれが、信号対ノイズ比 $SNR_j$ によって特性付けられる $J$ チャンネル上を送信することができるビットの総数は、

$$N_{\max} = \sum_{j=1}^J c_j$$

であり、ここで、各 $c_j$ は、測定された信号対ノイズ比 $SNR_j$ から決定される。例えば、本発明の好ましい伝送形態である、直交振幅変調（QAM）システムのチャンネル容量計算に関する「Digital Communications」(G.Proakis)の278頁以降を参照されたい。チャンネル容量計算を前もって実行して、高速アクセスのためにルックアップテーブルの形式で記憶するのが好ましい。本明細書に記載した好適な実施態様では、マージン $M$ は、 $M = (10/J) * (N_{\max} - N)$ として決定される。この場合、拡張された群信号対ノイズ比は、 $SNRa[c_j] = SNR[c_j] + M$ によって与えられ、この値は、（例えば、上述したようなテーブル参照によって）チャンネル上を送信することが可能なビット数を決定するために使用される。チャンネルの信号対ノイズ比 $SNR_j$ ではなくて、群信号対ノイズ比 $SNR[c_j]$ を拡張することによって、追加に必要なものは少なくなる。なぜなら、群サイズの範囲（例えば、 $c_j = 1 \dots 15$ ）は、一般的に、チャンネルの範囲（例えば、 $j = 1 \dots 256$ ）より小さいからである。

（前述した計算によって決定される）所定の間隔でチャンネル上を送信可能なデータ量が、その所定の間隔で送信すべき所望のデータ量と異なっており（すなわち、 $N_{\max} \neq N$ ）、かつ、所定の他の終了条件が満たされていないと仮定する限り、受信機は、マージン $M$ を繰り返し調整して、 $N_{\max}$ を再計算するループを反復する。これを行うために、受信機は、高マージン閾値 $M_H$ と低マージン閾値 $M_L$ を設定する。ビットアロケーションテーブルが再計算されることになるスーパーフレームの期間に、高閾値及び低閾値のマージンは、 $N_{\max}$ が $N$ より大きいのか、 $N$ より小さいかによって、第1の状態（ $M_H = 0$ 、 $M_L = (10/J) * [N_{\max} - N]$ ）か、第2の状態（ $M_L = 0$ 、 $M_H = (10/J) * [N_{\max} - N]$ ）

のいずれかに初期化される。

これ以後、各々の繰り返しにおいて、高または低マージンのいずれかが、 $N_{max} = N$ となる条件を求めて調整される。具体的には、次の（初期化段階ではない）繰り返しの始まりで、マージンは、高と低マージンの閾値の平均である $M = (MH + ML) / 2$ に設定され、拡張された群信号対ノイズ比 $SNRa[c_j]$ 、ビットアロケーションテーブル $B[j]$ 、及び計算された容量 $N_{max}$ が決定される。

計算された容量が所望の容量を超えた場合、すなわち、 $N_{max} > N$ の場合は、受信機は低マージン閾値をマージン $M$ に増加、すなわち、 $ML = M$ に設定する。計算された容量が所望の容量よりも小さい場合、すなわち、 $N_{max} < N$ の場合は、受信機は高閾値を減少、すなわち、 $MH = M$ に設定する。これらが、さらに、繰り返される。

受信機は、いくつかの条件のうちのどれかの条件が生じたときにループを抜ける。第1は、 $N_{max} = N$ が判定されたときに起こる。これは、望ましい解決策であり、通信チャンネルにマージンの最適な均等分布が生じたことを表している。第2は、検査条件 $(N_{max} - N)$ が発散する場合に起こる。第3は、所望の同一が、規定された繰り返し数後に達成されなかった場合に起こる。本明細書に記載した好適な実施態様に従って実施された1システムでは、最大16回の繰り返しが十分であることが分かった。

#### 図面の簡単な説明

図1は、本発明に従うビットアロケーションテーブルを示すADSL通信システムの概略図である。

図2は、本発明に関連して使用される制御及びデータフレームを示す図である。

図3は、多重キャリア通信システムを示すグラフである

図4は、信号対ノイズ比を周波数の関数として示すグラフである。

図5は、多重キャリア通信システムのためのビットローディング及びマージンを示すグラフである。

図6は、多重キャリア通信システムのためのビットローディングアルゴリズムを示すフローチャートである。



図7は、図6のビットローディングアルゴリズムの初期化部を示すフローチャートである。

図8は、多重キャリア通信システムにおいて使用されるビットアロケーションテーブルの変化を計算し、修正し、及び同期化させるための受信機のソフトウェアの動作を示すフローチャートである。

#### 例示的实施態様の詳細な説明

図1において、非同期データ加入者ループ(ADSL)通信に使用する送信機10は、遠隔の受信機16に送信するために、複数のチャンネルにデータを割り当てる際に使用する第1及び第2のビットアロケーションテーブル12と14を有している。該遠隔の受信機は、それらに対応するビットアロケーションテーブル20と22を有している。テーブルは、送信機のテーブルコントローラ24の制御の下にペアで動作する。ADSL方式では、受信機に送信されるデジタル信号 $s(t)$ は、ビットアロケーションテーブルに記憶されたチャンネル割り当てに従って、複数のチャンネル $f_1, f_2, \dots, f_J$ に分配される。具体的には、各チャンネル $j$ について、テーブル $B[j]$ は、そのチャンネルについて測定された特定の信号対ノイズ比における所定のビット誤り率(エラー率)で特定のチャンネル上を確実に伝送することが可能なビット数を規定する。これらのテーブルは、本明細書で詳細に説明するように決定され、伝送中に時々変化することが可能である。

任意の所定時間に、1つのテーブル、例えば、テーブル12が、送信機での送信のために使用され、対応するテーブル、例えば、テーブル20が、受信機での受信のために使用される。これらのテーブルは、互いに像関係にあり、すなわち、同じデータを含み、ペアで使用されて、信頼性の高い通信を可能にしている。同様に、テーブル14と22は、互いに像関係にあり、ペアで使用される。

受信機のテーブル制御ユニット24は、ビットアロケーションテーブル12、14、20及び22の構成を制御する。これは、各チャンネル $f_1, f_2, \dots$

$f_J$ の信号対ノイズ比を測定し、この測定値と、本明細書に記載したようにノイズマージンで拡張された、所定の信号対ノイズ比におけるチャンネルのビット容量を規定する事前決定された値とを比較し、従って、各チャンネルに対するビッ

ト割り当てを決定する。このように規定された割り当ては、受信機のテーブル20と22に記憶される。それらは、また、例えば、制御チャンネル26を介して送信機に送り戻され、そこで、テーブル12及び14としてそれぞれ記憶される。伝送系は、最初のローディングの後、更新されたテーブルだけが送信機に送り戻されるように、都合良く構成される。

送信機10では、テーブル切り換えユニット28が、2つのテーブルの組(12、20; 14、22)のうちどれを所定の送信及び受信に使用するかを選択する。一般的には、通信条件が十分に变化してチャンネル間のビット割り当てが变化するまで、所定の組が継続して使用される。通信条件が十分に变化した場合には、新たなテーブルを受信機で構成して、送信機に伝送しなければならない。この場合には、テーブル切り換えユニット28は、通常、次の伝送用の新たなテーブルに切り換えることになる。そして、テーブル切り換えユニットは、他の組への切り換えが行われたことを示すフラグを受信機に送信する。この切り換えは、通常、次のスーパーフレームから有効になるが、受信機を予め構成することにより、それ以降のある取り決めた時点で有効にすることもできる。

図2に、スーパーフレーム30を示す。これは、制御フレーム32と複数のデータフレーム34から構成される。制御フレーム間に、送信機は、既知の信号を受信機に送信するが、受信機は、この信号から、ビット割り当てを計算するために、各チャンネルの信号対ノイズ比を測定することができる。スーパーフレームの残りのフレームは、所望のデータを送信するためのデータフレームから構成される。本発明の好適な実施態様では、16.94ミリ秒のスーパーフレーム時間について、それぞれが245.5マイクロ秒の時間期間である、1つの制御フレームと68のデータフレームがある。

図3に、多重キャリア信号伝送を示すグラフ100を示す。グラフ100の水平軸102は周波数を表しており、軸102の左側に向かう方向に周波数が

低くなり、軸102の右側に向かう方向に周波数が高くなる。グラフ100は、J個の個別のキャリア信号を取り込んだ多重キャリア信号が、周波数 $f_1$ 、 $f_2$ 、 $\dots f_J$ の周波数でキャリアによって伝送されることを示している。

グラフ100に示す各キャリアは、所定数の情報ビットを送信することができる。従って、多重キャリア信号によって伝送される総ビット数は、各キャリアが伝送することができるビット数の和である。例えば、各キャリアが3ビットの情報を送信することができる場合は、グラフ100に示す信号は、全部で $J \times 3$ ビットの情報を送信することができる。

好適な実施態様では、各キャリアは、直交振幅変調 (QAM) を使用して情報を伝送する。QAMは、各キャリア信号の振幅と位相の異なる組み合わせが、異なるデジタル値を表すところの従来のデジタル信号符号化技法である。例えば、キャリアが4つの可能な値のうちの1つを表すことができるように、2つの異なる可能な振幅(A1とA2)、及び、2つの異なる可能な位相(P1とP2)を使用して、キャリア信号を符号化することができる。ここで、第1の値は、キャリア信号の振幅がA1で位相がP1の場合であり、第2の値は、A1とP2の組み合わせに対応し、第3の値は、A2とP1の組み合わせに対応し、そして、第4の値は、A2とP2の組み合わせに対応する。所定のキャリア信号についての振幅と位相の種々の組み合わせは、「群(constellation)」と呼ばれる。特定のキャリアによって伝送される総ビット数は、該キャリアについて取りうる最大の群サイズの数であるということに留意されたい。

各キャリアについて、最大の群サイズ、すなわち、該キャリアが伝送することができる最大のビット数は、通信チャネルの信号対ノイズ比 (SNR) の関数であり、また、所望のビット誤り率 (BER) の関数である。BERは、伝送された総ビット数当たりの1ビット送信/受信誤り (エラー) の数である。特定のキャリアに関連する個別の振幅及び/または位相の数が増えると(すなわち、群サイズが増えたと)、ビット誤りの可能性が高まる。BERは、群サイズが大きくなると増加する。なぜなら、個別の振幅及び/または位相の数が増えたと、個別の位相及び/または振幅間の差が小さくなり、従って、異なる位相及び/または振幅値を識別する受信機的能力が減少するからである。

BERとSNRの関係は、多重キャリア通信の分野では周知である。所定の群サイズに対して一定値以下のBERをサポートすることが可能な最小のSNRを示すテーブル

を利用することができる。例えば、以下のテーブルでは、群信号対ノイズ比 $SNR[c]$ は、BERの期待値 $10^{-7}$ （すなわち、毎 $10^7$ ビット送信当たり1ビットのエラー）を得るために、指定されたサイズを有する群を送信するために必要な最小の $SNR$ を示す。群サイズが大きくなると、必要な最小の $SNR$ もまた増加するということに留意されたい。

群サイズ $c$ (ビット)	$SNR$ 要件
2	14 dB
3	19 dB
4	21 dB
5	24 dB

図4のグラフ110は、周波数 $f_1$ と $f_2$ 間のキャリアを有する多重キャリア信号を送信する通信チャネルについての $SNR$ と周波数の関係を示す。グラフ110の垂直軸112が $SNR$ を表す。グラフ110の水平軸114は、図3のグラフ100の水平軸102に関して示したのと同様に周波数を表す。

曲線116は、 $f_1$ と $f_2$ の間の周波数について $SNR$ と周波数の関係を示す。ここで、 $f_1$ と $f_2$ はそれぞれ、多重キャリア周波数信号の最低、最高キャリア周波数である。曲線116は、例えば、周波数 $f_m$ における $SNR$ が、周波数 $f_n$ における $SNR$ よりも小さくなるように、周波数に応じて $SNR$ が変化することを示している。上記のテーブルによれば、所定のBERに対して、キャリア周波数 $f_m$ によってサポートされる群サイズが、キャリア周波数 $f_n$ によってサポートされる群サイズよりも小さいと推定される。

図5のグラフ120は、曲線122を使用して $SNR$ と周波数の仮想的な関係を示すものである。グラフ120は、図4のグラフ110に類似している。グラフ120の垂直軸は $SNR$ を表しており、 $10^{-7}$ のBERについての群サイズに対する最小の $SNR$ 要件を示した上記テーブルの $SNR$ 値が重ね書きされて

いる。グラフ120は、2ビットの群サイズをサポートするために14 dBの $SNR$ が必要であり、3、4、及び5ビットの群サイズをサポートするために19、21、及び24 dBの $SNR$ がそれぞれ必要であることを示している。これに基づ

けば、曲線122を使用して $f_1$ と $f_j$ 間の各キャリア周波数について最大の群サイズを決定することが可能である。例えば、曲線122は、 $f_1$ と $f_a$ 間の任意のキャリア周波数は、4ビットの最大群サイズをサポートすることができるというを示している。なぜなら、 $f_1$ と $f_a$ 間の曲線122のすべての部分は、21 dB（4ビットの群サイズをサポートするために必要な最小のSNR）より大きい、24 dB（5ビットに対する最小のSNR）よりは小さいからである。 $f_1$ と $f_a$ 間のどのキャリア周波数も、最小のSNR要件を生成するために使用される該BERにおいて5ビットの群サイズをサポートすることはできない。

図5において、 $f_a$ と $f_b$ 間の曲線122の部分は24 dBより大きい。従って、 $f_a$ と $f_b$ 間のキャリア周波数は、少なくとも5ビットの最大群サイズをサポートすることができる。同様に、 $f_b$ と $f_c$ 間のキャリア周波数は、4ビットの最大群サイズをサポートし、 $f_c$ と $f_d$ 間のキャリア周波数は、3ビットの最大群サイズをサポートし、 $f_d$ と $f_e$ 間のキャリア周波数は、2ビットの最大群サイズをサポートし、 $f_e$ と $f_j$ 間のキャリア周波数は、3ビットの最大群サイズをサポートする。

必要な最小SNRと実際の送信チャネルのSNRとの差は、「マージン」と呼ばれる。例えば、曲線122は、4ビットがキャリア周波数 $f_1$ で 사용되는場合は、 $f_1$ のキャリア周波数は0より幾分大きなマージン124を有するということを示している。なぜなら、図5に示す $f_1$ におけるSNRは、最小SNR要件21 dBよりも大きいからである。同様にして、特定のキャリア周波数においてサポートされる最大群サイズよりも小さいものを使用することができる。例えば、曲線122は、周波数 $f_a$ のキャリアが5ビットの群サイズをサポートするということを示している（ $f_a$ におけるSNRが24 dBなので）が、3ビットだけで周波数 $f_a$ のキャリアを符号化することができる。この場合は、周波数 $f_a$ におけるマージンは、 $f_a$ における送信チャネルのSNR（2

4 dB）と周波数 $f_a$ において3ビットの群サイズをサポートするために必要なSNR（19 dB）との差である。従って、周波数 $f_a$ におけるマージンは5 dBである。

多重キャリア信号が、最大のデータビット数を伝送するために使用される場合は、通信チャンネルのSNRが最初に測定され、次に、各キャリアが、サポートされる最大群サイズに設定される。しかし、多くの用途において、多重キャリア信号は、可能な最大のビット数よりも少ないビット数を送信するために使用される。そのような場合には、信号の全体のマージンを最大にし、これによって誤り率を低減することが有効である。このことは、簡単な例で説明することができる。

2チャンネルの多重キャリア信号が、第1のキャリアについては5ビットの、第2のキャリアについては4ビットの最大群サイズを有していると仮定する。さらに、該信号を使用して6ビットを送信することが望まれていると想定する。2つキャリア間にビットを割り当てるための1つの方法は、第1のキャリアを使用して5ビットを送信し、第2のキャリアを使用して1ビットを送信することである。しかし、この場合は、第1のキャリアに対するマージンは比較的小さく、第2のキャリアに対するマージンは比較的大きい。第1のキャリアによって伝送されるビットには、第2のキャリアによって伝送されるビットよりも多くのエラーが発生するであろう。なぜなら、大部分のビットは第1のキャリアによって送信されるからである。この場合、信号の全体の誤り率は目標BERより低いものの、依然として、この場合にあるべき値より大きい。ビットを割り当てるより有効な方法は、3つのビットを2つのキャリアのそれぞれに割り当てることであろう。この場合は、両方のキャリアが比較的大きなマージンで動作し、信号の全体の誤り率は減少する。

もちろん、多くの多重キャリア通信アプリケーションでは、数百ものキャリア及び数百から数千ものビットが伝送される。さらに、比較的高速な方法でビットを割り当てる必要がある。なぜなら、時間を費やして割り当てるビットは、時間を費やさない通信情報だからである。さらに、チャンネルの伝送特性が動的に変化する場合は、ビットを通信中に再割り当てすることが必要と

なることがある。

図6のフローチャート150は、多重キャリア信号のキャリア間にビットを割り当てるための技法を示すものである。処理はステップ152で開始し、そこで

、ビットを割り当てるために使用される種々の量が初期化される。これらの量には、マージンの上限 $M_H$ 、マージンの下限 $M_L$ 、及び、反復カウンタ $k$ が含まれ、これについてはさらに詳しく後述する。ステップ152の次にステップ154に進み、そこで、マージン $M$ が、 $M_H$ と $M_L$ を平均することによって計算される。

ステップ154の次はステップ156に進み、そこで、種々の群サイズ $RSNR[c]$ に対してテーブルが指示する必要な $SNR$ が計算される。 $RSNR[c]$ は、マージン $M$ とサイズ $c$ の群をサポートすることができる最小の $SNR$ 要件との和に等しいエントリを有するテーブルであり、従って、拡張された群信号対ノイズ比 $SNRa[c_j] = SNR[c_j] + M$ から構成される。ステップ156の次はステップ158に進み、ここで、ビットテーブル $B[j]$ が計算される。 $B[j]$ は、 $RSNR[c]$ に記憶される値が与えられた場合に、各キャリア $f_1, \dots, f_j$ に割り当てることができるビットの最大数のテーブルである。最大数のビットは、図5に関して上述したのと同様にして、各キャリアに割り当てられる。

ステップ158の次にステップ160に進み、そこで、値 $N_{max}$ が計算される。 $N_{max}$ は、チャンネル上を伝送することができるビットの最大数を表しており、テーブル $B[j]$ 内のすべての値を合計することによって決定される。テーブル $B[j]$ は、計算されたマージンを加えた各群サイズに対して要求される最小の $SNR$ に基づいて、各キャリアについて送信することができるビットの最大数を含んでいるので、 $N_{max}$ は、各キャリアが少なくとも $M$ のマージンを有するチャンネル上を送信可能なビットの最大数を表す。

ステップ160の次は検査ステップ162に進む。ステップ162では、 $N_{max}$ が、多重キャリア信号を使用して送信されるビット数である $N$ に等しいかどうかを判定する。 $N_{max}$ が実際に $N$ に等しくない場合は、処理は終了し、ビットテーブル $B[j]$ は、各キャリアが少なくとも $M$ と同じ大きさのマージンを有するところの多重キャリア信号のキャリア間のビット割り当てを表す。

検査ステップ162で $N_{max}$ が $N$ に等しくないと判定された場合は、処理は、検査ステップ162から検査ステップ164に移行する。 $N$ が $N_{max}$ より小さい

場合は、次の繰り返しで（ $N_{\max}$ を減少させるために）マージンを増やすことができるということに留意されたい。同様にして、 $N$ が $N_{\max}$ よりも小さくない場合は、マージンは大き過ぎ、次の繰り返しで小さくすることが必要である。検査ステップ164で、 $N$ が $N_{\max}$ より小さいと判定された場合は、制御は、検査ステップ164からステップ166に移り、そこで、マージンの下限 $ML$ が $M$ に等しく設定される。 $ML$ を $M$ に等しく設定することにより $ML$ が効果的に増加し、ステップ154における次の繰り返しで計算されるマージン $M$ の値が増加することになる。

逆に、ステップ164で、 $N$ が、 $N_{\max}$ より小さくないと判定された場合は、制御は、ステップ164からステップ168に移り、そこで、マージンの上限 $MH$ が $M$ に等しく設定される。これによって、 $MH$ の値が効果的に減少し、従って、 $M$ が次の繰り返しのステップ154で計算されるときに $M$ の値が減少することになる。

制御は、ステップ166またはステップ168のいずれかからステップ170に移り、そこで、反復カウンタ $k$ が増加される。ステップ170の次は検査ステップ172に進み、そこで、反復カウンタが、反復カウンタに対する許容可能な最大値 $K_{\max}$ より小さいかどうか判定される。反復カウンタ $k$ は、ステップ162における終了条件（すなわち、 $N_{\max} = N$ ）が満たされない場合でも、所定の繰り返し数の後に確実にアルゴリズムを終了させるために使用される。

好適な実施態様では、 $K_{\max}$ は16である。

検査ステップ172で $k$ が $K_{\max}$ より小さくないと判定された場合には、制御は、ステップ172からステップ174に移り、そこで、適宜、残りのビットが削除されるか、またはビットテーブル $B[j]$ に追加される。テーブル $B[j]$ に割り当てられたすべてのビットの和が、多重チャンネル信号によって伝送されるビット数 $N$ に等しくなるように、ビットは、ステップ174でランダム方式または疑似ランダム方式で追加または削除される。この例の場合は、各キャリアが少なくとも $M$ のマージンを有するという保証はない。ステップ174は、ア

ルゴリズムがステップ162において終了条件を満足することができなかった場



合に、割り当てプロセスを終了させるために単に実行される。

検査ステップ172で、反復カウンタ $k$ が、予め設定した反復カウンタの最大値より小さいと判定された場合は、制御は、ステップ172から検査ステップ176に移り、そこで、アルゴリズムが発散するかどうか、すなわち、 $(N_{\max} - N)$ が増加するかどうか判定される。アルゴリズムは、検査ステップ162で $N_{\max}$ が $N$ に等しいときに終了するので、各繰返しで $N_{\max}$ の値が $N$ の値に近くように、アルゴリズムは収斂するのが望ましい。しかし、検査ステップ176で、 $N_{\max}$ の値が、各繰返しで $N$ の値から実際に遠ざかるということが判定された場合は、制御は、ステップ176からステップ174に移り、そこで、上述したように、残りのビットが、テーブル $B[j]$ の値中にランダムに分配され、その後、処理は終了する。

検査ステップ176で、アルゴリズムが発散しないということが判定された場合は、制御は、ステップ176からステップ154に戻り、そこで、マージンが次の繰返しのために計算される。次の繰返し154で計算されるマージンは、上述したように、検査ステップ164で $N$ が $N_{\max}$ より小さかったかそうでなかったに応じて、前の繰返しで計算されたマージンより小さいか大きいかのいずれかである。

図7のフローチャート180は、図6に示したフローチャート150のステップ152の初期化ルーチンを詳細に示すものである。初期化ルーチンに入ると、処理がステップ182で開始し、そこで、チャンネルの伝送特性が測定されて、多重キャリア信号の各キャリア周波数における信号対ノイズ比が決定される。図4及び図5に関して上述したように、伝送チャンネルの信号対ノイズ比は、周波数の関数でありうる。ステップ182でチャンネルの伝送特性を測定するが、それについては詳細に後述する。

ステップ182の次にステップ184に進み、そこで、要求される最小の信号対ノイズ比のテーブル $SNR[c]$ が初期化される。上述したように、所定のビット誤り率 (BER) について、各群サイズ $c$ に対して要求される最小の $SNR$ を、当該技術分野において既知の従来の計算によって、あるいは、テキストブ

ックの値を参照することによって決定することができる。ステップ184の次はステップ186に進み、そこで、ビットテーブルB[j]が計算される。ステップ186でのビットテーブルの計算は、拡張されていないSNRテーブルが、ステップ158で使用されるRSNRテーブルではなくてステップ186で使用されるSNR[C<sub>j</sub>]であるという点を除いて、図6のフローチャート150に関して上述したステップ158におけるビットテーブルの計算に類似している。ステップ186でSNRテーブルを使用することにより、ビットテーブルB[j]をマージン0で効率的に計算することができる。ステップ186の次はステップ188に進み、そこで、N<sub>max</sub>が計算される。ステップ188は、図6のフローチャート150に関して上述したステップ160に類似している。すなわち、N<sub>max</sub>は、ビットテーブルB[j]内のすべてのエントリの単純な和である。

ステップ188の次はステップ190に進み、そこで、N<sub>max</sub>がNに等しいかどうか判定される。ステップ190でN<sub>max</sub>がNに等しい場合は、処理は、全アルゴリズム（初期化部分だけではない）について完了する。なぜなら、チャンネルはN<sub>max</sub>ビットの伝送だけをサポートするからである。すなわち、デフォルトでは、チャンネルはNビットまでしか送信することができないので、ステップ190でN<sub>max</sub>がNに等しい場合は、アルゴリズムを継続し、マージンを計算するポイントはない。

検査ステップ190で、N<sub>max</sub>がNに等しくないと判定された場合は、制御は、ステップ190から検査ステップ192に移り、そこで、NがN<sub>max</sub>より小さいかどうか判定される。ステップ192でNがN<sub>max</sub>より小さくない場合は、チャンネルは、ステップ184でSNRテーブルを構成するために使用されるBERでのNビットの送信をサポートしないということに留意されたい。すなわち、チャンネルの帯域幅はあまりにも小さい。しかし、この場合は、アルゴリズムは、負のマージンを計算し、負のマージンを最大にするために単に処理を続行することによって継続可能であり、これによって、実現されるBERは所望のBERを越えるであろうが、与えられた要求データレートに対して、それはさらに最小化される。他の実施態様では、アルゴリズムはこの時点で終了することができ、ビットを割り当てることはできないということを示す。さらに

他の実施態様では、アルゴリズムは、種々の群サイズに対して、より大きなBER及び（可能性のある）より小さなSNR要件を使用して再実行することができる。

ステップ192で、Nが $N_{\max}$ よりも小さくない（すなわち、システムが負のマージンで動作している）と判定された場合は、制御は、ステップ192からステップ198に移り、そこで、マージンの下限MLが0に設定される。ステップ198の次はステップ200に進み、そこで、マージンの上限が、式 $MH = (10/J) * (N_{\max} - N)$ を使用して設定される。しかし、この場合は、 $N_{\max} - N$ が正の数であるので、マージンの上限は、ステップ200で正の値に設定されることになるということに留意されたい。

ステップ200またはステップ196のいずれかに続いて、制御はステップ202に移り、そこで、所定数の繰り返しの後にアルゴリズムを終了させるために使用される反復カウンタが1に設定される。ステップ202に続いて、初期化ルーチンが起動されて、図6に関して上述したように、残りの処理を続行することができるようになる。

ステップ196でMLを設定するために、及び、ステップ200でMHを設定するために使用される式は、最終的なマージンがMLとMHの間の範囲外に出ないことを保証しつつ、アルゴリズムが適度な繰り返し数で収斂するように、マージンの上限及び下限を与える。もちろん、MLとMHの初期値を計算するための他の式または技法を使用して本発明を実施することが可能である。

図8のフローチャート210は、多重キャリア信号のそれぞれのキャリアにビットを割り当てて、ビットアロケーションテーブルの変化を送信機と同期させるために受信機によって使用されるソフトウェアの動作を示すものである。最初の検査ステップ262で処理が開始するが、そこで、受信機が基準フレームを受信したかどうかを判定する。基準フレームは、前もって決められており、受信機がチャネルの特性を決定することができるように送信機によって受信機に供給される特別なデータビットからなる検出可能なフレームである。基準フレームを送信機によって送るべきかどうかを判定するために他の従来技法を使用することができるが、好適な実施態様では、基準フレームを周期的に送信

する。基準フレームは、基準フレームが供給されつつあるということを示すパケット内の特別なヘッダーのような、種々の従来技法のうちの任意の1つを使用して、受信機により認識される。多重キャリア通信に関連して基準フレームを使用することは、当該技術分野では周知である。基準フレームがステップ262で受信されない場合は、ソフトウェアは検査ステップ262にループバックして、基準フレームを受信したかどうかについてポーリングする。

検査ステップ262で、基準フレームを受信したことが判定された場合は、制御は、ステップ262からステップ264に移り、そこで、基準フレーム内のエラーが第1の信号の既知の群距離 (constellation distance) に関して測定される。基準フレームは、前もって決められた信号なので、受信機は送信機によって何が送信されたかを正確に知ることができるということに留意されたい。従って、受信機によって受信されたデータと、信号データの期待値との差は、伝送チャネルによって導入されるエラーによって説明することができる。これらのエラーはステップ264で測定される。

ステップ264に続いてステップ266に進み、そこで、受信機は、ステップ264で測定したエラーに基づいてチャネルの特性を決定する。これは、検出された伝送エラーに基づいてチャネルの特性を決定するための技法を使用する従来方式で行われる。ステップ266に続いてステップ268に進み、そこで、受信機は、好適な実施態様においては、図6及び図7に関連して開示した技法を使用してキャリア間に種々のビットを割り当てる。

ステップ268に続いて検査ステップ270に進み、そこで、ステップ268で与えられたビットアロケーションテーブルが、以前のビットアロケーションテーブルと異なるかどうかを判定する。すなわち、ステップ270で、新たに計算されたビットアロケーションテーブルと、以前のビットアロケーションテーブルとの間の差違があるかどうか判定される。検査ステップ270で、差違がない（すなわち、ビットアロケーションテーブルは変化していない）ということが判定された場合は、制御は、ステップ270からステップ262に戻り、そこで、ソフトウェアは、送信機が別の基準フレームを送信するのを待つ。そうでなくて、ステップ270で、新しいビットアロケーションテーブル

テーブルが、以前のビットアロケーションテーブルと異なるということが判定された場合は、制御は、ステップ270からステップ272に移り、そこで、ビットアロケーションテーブルが変化したことを示すフラグが、受信機から送信機に送られる。好適な実施態様では、フラグは、フラグ用だけに使用するために送信機及び受信機によって予約された多重キャリア信号のうちの1つのキャリアによって、ステップ272で送信される。他の実施態様では、予約されたキャリアを使用して、新しいビットアロケーションテーブルを送信することもできる。

ステップ272に続いてステップ274に進み、そこで、受信機は、ステップ268で決定された新しいビットアロケーションテーブルを送信機に送信する。制御は、ステップ274の後に検査ステップ262に戻り、送信機が、他の基準フレームを送信したかどうかをポーリングするとともに、それを待つ。

図示し、詳細に説明した好適な実施態様に関連して本発明を開示したが、当業者には、それについて種々の修正及び改良が可能であることが容易に理解されるであろう。従って、本発明の思想及び範囲は、請求の範囲によってのみ制限されるべきものである。

【図1】

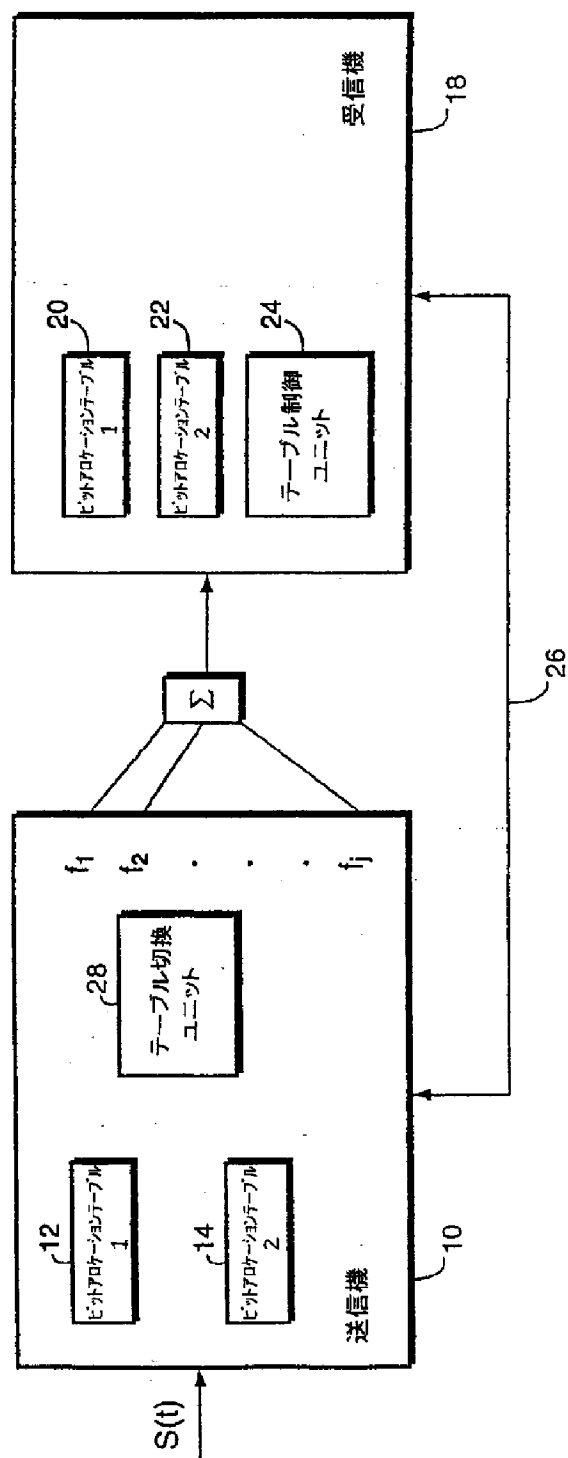


FIG. 1

【図2】

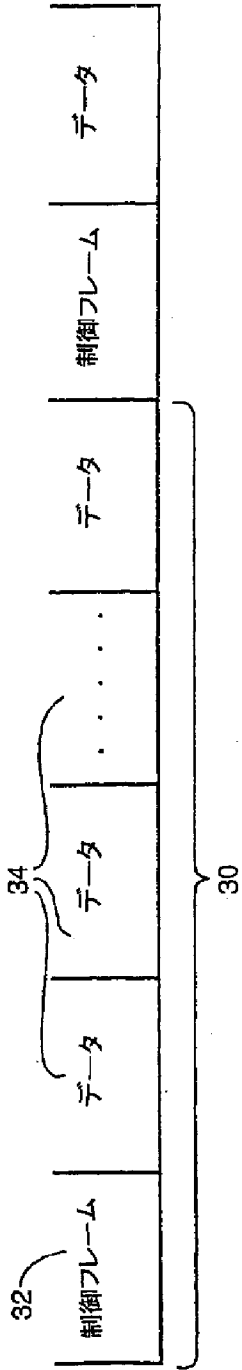


FIG. 2

【図3】

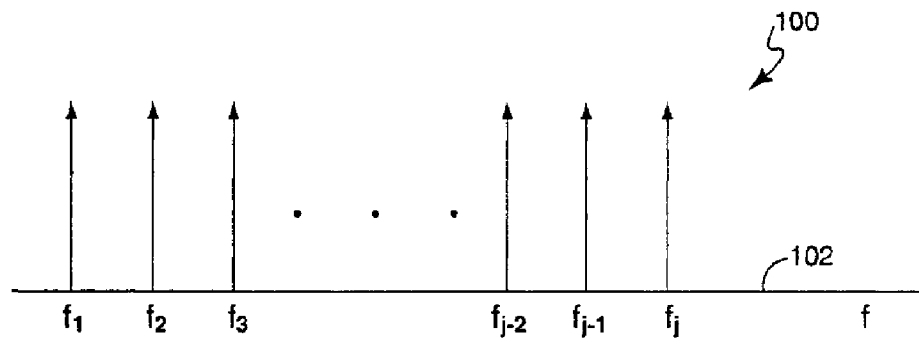


FIG. 3

【図4】

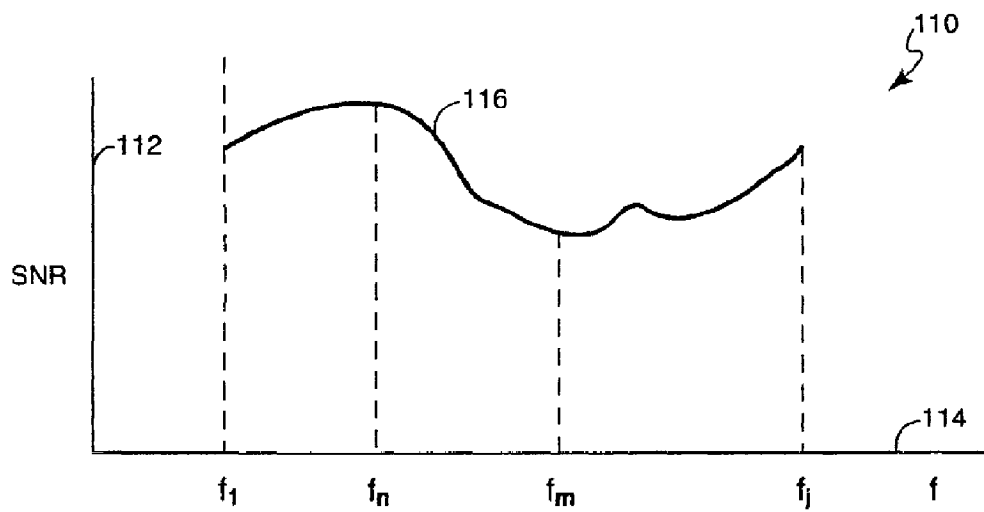


FIG. 4



【図5】

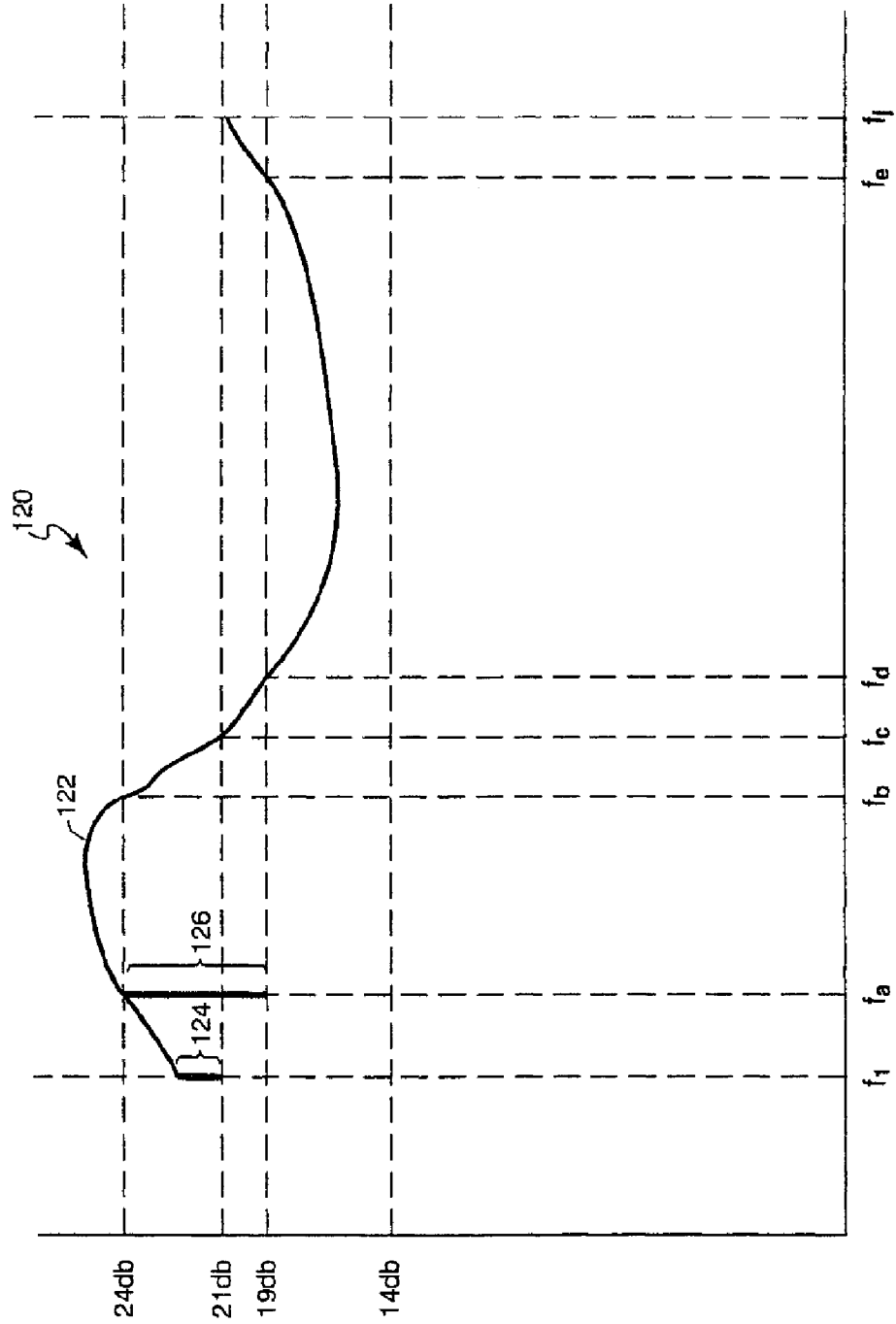


FIG. 5

【図6】

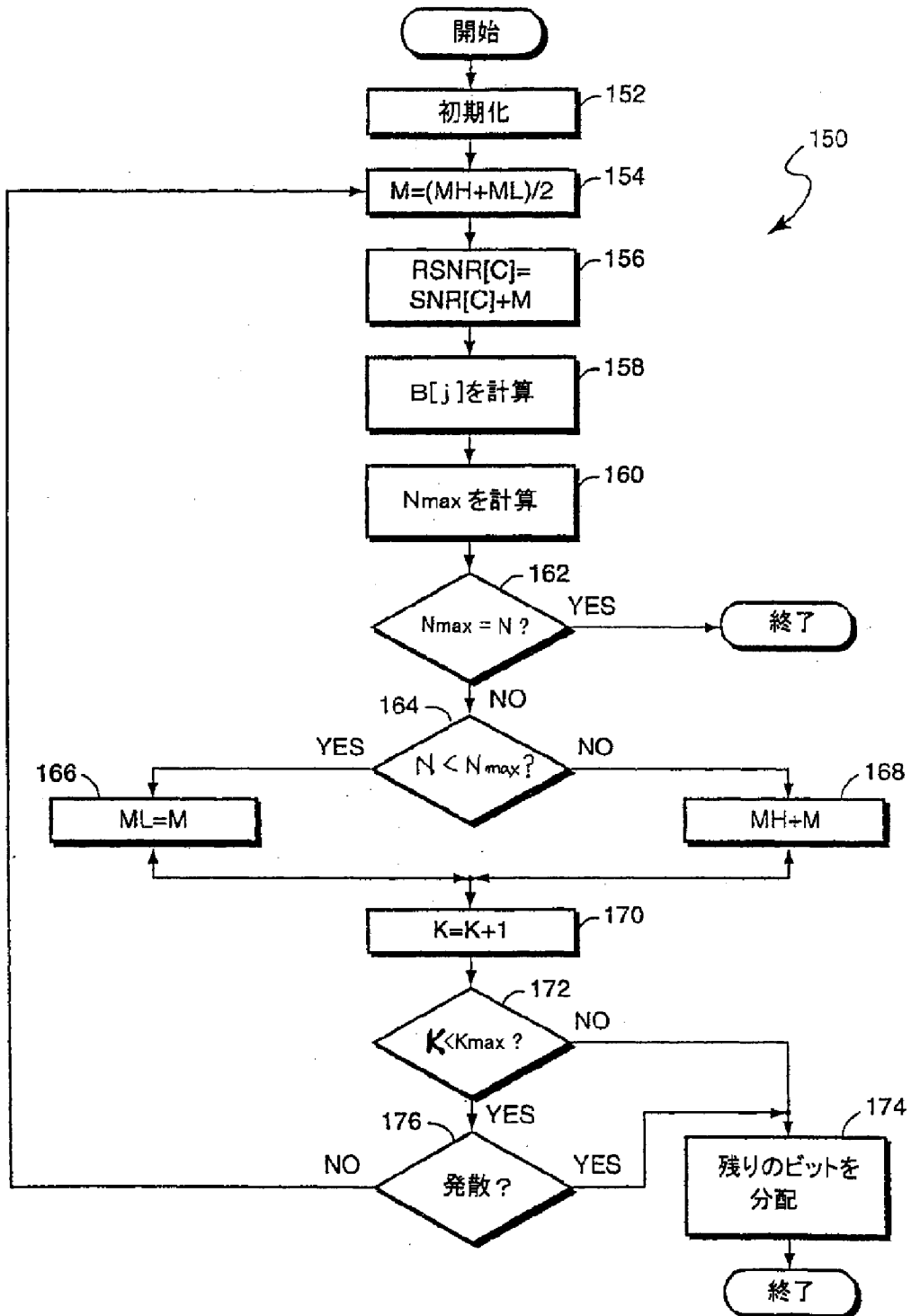


FIG. 6

【図7】

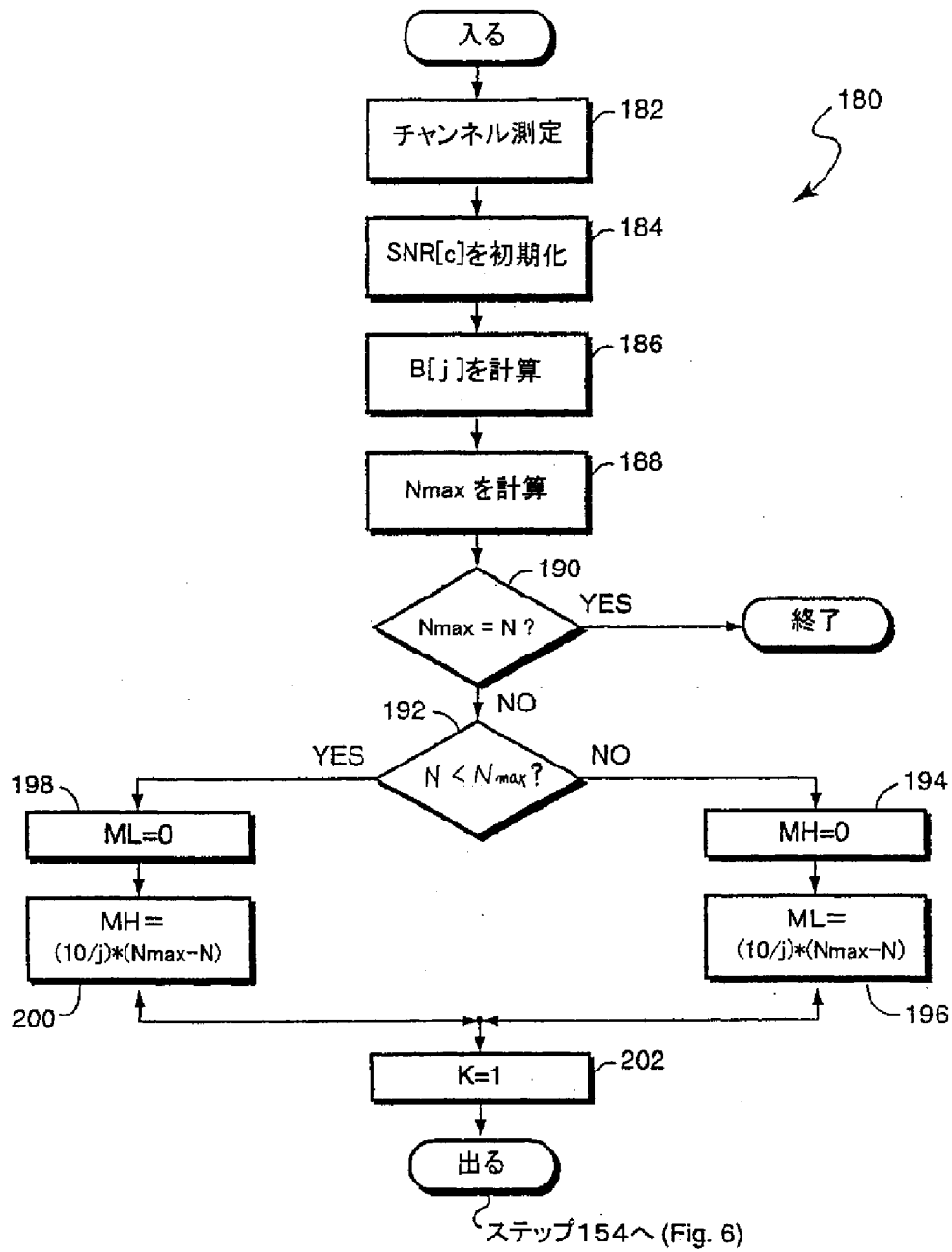


FIG. 7

【図8】

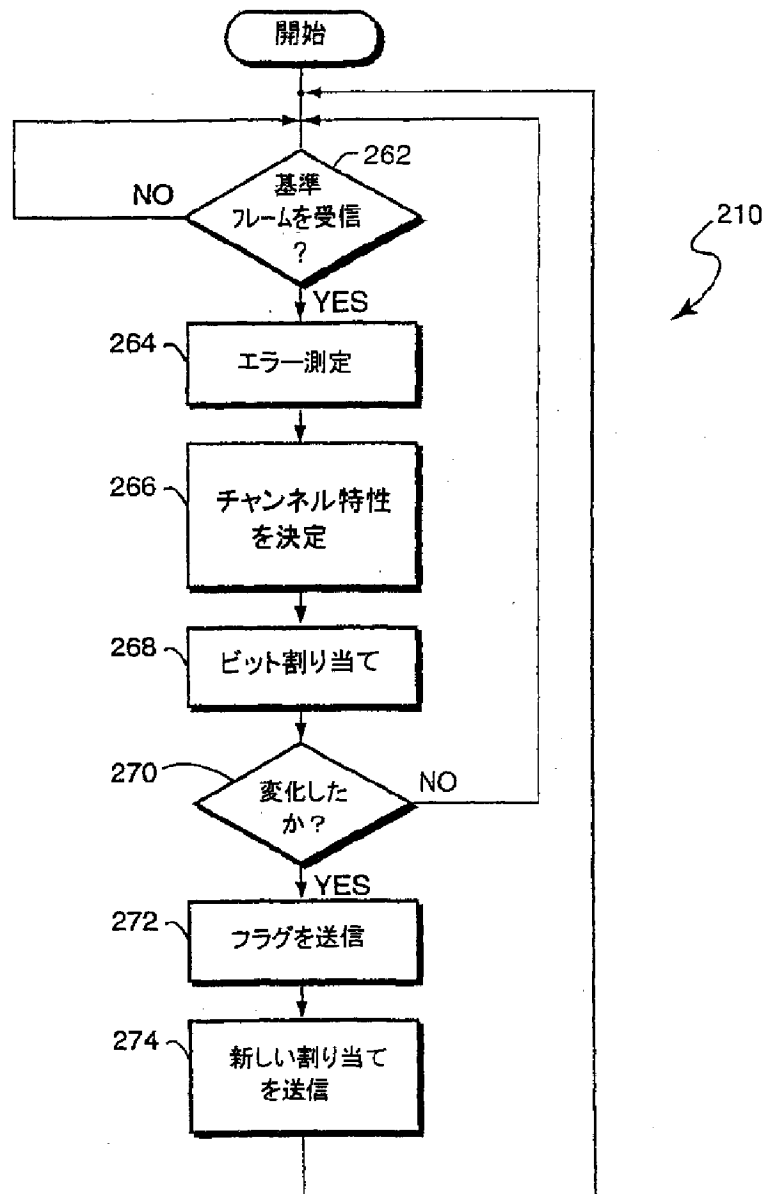


FIG. 8

## 【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/US 98/11845

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 6 H04L27/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 6 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 753 947 A (ALCATEL BELL NV) 15 January 1997 see column 6, line 39 - line 51 see column 11, line 49 - column 13, line 19 see claims 1-6, 8 see figure 3 ---	1-24
A	US 5 479 447 A (CIOFFI JOHN M ET AL) 26 December 1995 cited in the application see column 3, line 57 - column 4, line 28 see column 5, line 42 - column 6, line 14 ---	1-24
A	WO 86 07223 A (TELEBIT CORP) 4 December 1986 cited in the application see page 17, line 12 - page 24, line 2 ---	1-24
-/--		

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"S" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

12 November 1998

Date of making of the international search report

19/11/1998

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel: (+31-70) 340-2040, Tx: 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Koukourlis, S

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No. PCT/US 98/11845
--

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P,X	EP 0 812 087 A (MOTOROLA INC) 10 December 1997 see the whole document -----	1-24

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/US 98/11845

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0753947 A	15-01-1997	AU 5832696 A	23-01-1997
		CA 2180973 A	12-01-1997
		US 5812599 A	22-09-1998
US 5479447 A	26-12-1995	NONE	
WO 8607223 A	04-12-1986	US 4679227 A	07-07-1987
		AU 3528189 A	21-09-1989
		AU 587037 B	03-08-1989
		AU 5817786 A	24-12-1986
		AU 609355 B	26-04-1991
		AU 6009690 A	15-11-1990
		BR 8606677 A	11-08-1987
		CA 1251586 A	21-03-1989
		CN 1011461 B	30-01-1991
		CN 1048774 A	23-01-1991
		CN 1048775 A, B	23-01-1991
		CN 1048776 A, B	23-01-1991
		DE 3681887 A	14-11-1991
		DK 31087 A	20-01-1987
		EP 0224556 A	10-06-1987
		JP 6003956 B	12-01-1994
		JP 62502932 T	19-11-1987
		PT 82600 B	29-07-1994
		US 4731816 A	15-03-1988
		US 4833706 A	23-05-1989
		US 5054034 A	01-10-1991
EP 0812087 A	10-12-1997	JP 10155031 A	09-06-1998

---

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AU, BA, BB, BG, BR, CA, CN, CU, CZ, EE, GE, GW, HU, ID, IL, IS, JP, KP, KR, LC, LK, LR, LT, LV, MG, MK, MN, MX, NO, NZ, PL, RO, SG, SI, SK, SL, TR, TT, UA, UZ, VN, YU

(72)発明者 ウー, ビュイ  
アメリカ合衆国マサチューセッツ州02148,  
マルデン, トレモント・ストリート・41エ  
イ



【公報種別】 特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載  
【部門区分】 第 7 部門第 3 区分  
【発行日】 平成 17 年 12 月 22 日 (2005.12.22)

【公表番号】 特表 2002-504283(P2002-504283A)

【公表日】 平成 14 年 2 月 5 日 (2002.2.5)

【出願番号】 特願平 11-503053

【国際特許分類第 7 版】

H 0 4 J 1/00

H 0 4 J 11/00

H 0 4 L 27/32

【F I】

H 0 4 J 1/00

H 0 4 J 11/00 Z

H 0 4 L 27/00 D

【手続補正書】

【提出日】 平成 17 年 6 月 9 日 (2005.6.9)

【手続補正 1】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 補正の内容のとおり

【補正方法】 変更

【補正の内容】

## 手続補正書

特許庁長官 殿

平成17年6月9日 適

## 1. 事件の表示

平成11年特許願第503053号

## 2. 補正をする者

住所又は居所 アメリカ合衆国マサチューセッツ州01730, ベッドフォード, /  
ミドルセックス・ターンバイク・40 /  
名 称 アウェア, インコーポレイテッド /  
国籍 アメリカ合衆国

## 3. 代理人

住所又は居所 〒564-0063  
大阪府吹田市江坂町1丁目23番20号 TEK第2ビル  
氏 名 (9295) 弁理士 古谷 栄男  
電話(06)6368-2160(代)  
連絡先 担当



## 4. 補正対象書類名 明細書

方 式 査 閲  
審 査 印

## 5. 補正の内容

(1)明細書、第1頁、第27行～28行の「ビットアロケーションテーブル」を「ビットアロケーションテーブル(ビットローディングテーブルともいう)」に訂正した。

(2)明細書、第2頁、第23行～第24行、第29行、第3頁、第1行～第2行、第5行、第20行、第23行、第4頁、第5行の、それぞれの「ビットローディングテーブル」を「ビットアロケーションテーブル」に訂正した。

(3)特許請求の範囲を別紙の通り訂正する。

## 明細書

### 発明の名称

可変帯域多重キャリア通信用の適応ビット割り当て

### 技術分野

本出願は、電気通信の分野に関連し、特に、多重帯域デジタル信号通信の分野に関連する。

### 発明の背景

従来の多重キャリアデジタル通信は、異なる周波数を有する複数のキャリア（サブチャンネル）を使用して、デジタル信号を送受信する技術である。各サブチャンネルは、別々の信号部分を伝達するために使用される。送信機は、信号を複数の成分に分割し、それぞれの成分をキャリアの特定の1つに割り当て、それに割り当てられた成分に従ってそれぞれのキャリアを符号化し、それぞれのキャリアを送信する。受信機は、受信した各キャリアを復号して信号を復元する。

特定のサブキャリア上に符号化することができる最大の情報量は、そのサブキャリアに関連する通信チャンネルの信号対ノイズ比の関数である。通信チャンネルの信号対ノイズ比は、周波数に応じて変化することができ、これによって、あるキャリア上に符号化することができる最大の情報量を、別のキャリア上に符号化することができる最大の情報量と異なるものとすることができるようになっている。

ビットローディングは、各サブチャンネルの信号対ノイズ比に応じて、サブチャンネルにビットを割り当てるための技法である。ビットローディングのアルゴリズムは、各キャリア上に符号化されることになる（ビットにおける）情報量を示すビットアロケーションテーブル（ビットローディングテーブルともいう）を提供する。すなわち、 $J$  個のキャリアを具備する多重キャリア通信システムでは、ビットアロケーションテーブル  $B[j]$  ( $j=1 \sim J$ ) は、 $J$  個のキャ

リアの各々上に符号化されることになる情報量を示す。

チャンネル特性に整合するように伝送系を構成することが知られている。例えば、「注水 (water pouring)」として知られる技法が、1968 年に Gallager (「Information Theory and Reliable Communication」, 389 頁) によって、また、1965 年に Wozencraft (「Principles of Communication Engineering」, 285-357 頁) によって紹介された。注水には、チャンネルの周波数応答曲線 (周波数の関数として信号対ノイズ比をプロットしたもの) に従って伝送信号のエネルギーを分配することが伴う。周波数応答曲線を反転し、利用可能な信号エネルギー (「水 (water)」) をその反転曲線に「注入 (pour)」して、より多くのエネルギーが、最大の信号対ノイズ比を有するチャンネルの部分に分配するようにする。伝送帯域が多数のサブチャンネルに分割される多重キャリアシステムでは、所定の「注水」エネルギー及び所望の誤り (エラー) 率が与えられた場合に、サポートすることが可能なだけの数のビットを各サブキャリアに入れることによって、スループットを最大にすることができる。

多重キャリア信号のキャリア間にビットを割り当てるための他の技法が知られている。Hughes-Hartogs による米国特許第 4,731,816 号には、ビットローディング方式が開示されている。この方式は、最大レートが得られるまで、各サブキャリアに 1 ビットずつ加える。追加ビットをサポートするために最小の追加パワーを必要とするサブキャリアが最初に選択される。

Chow 他による米国特許第 5,479,477 号には、スループットを最大にするか、または、特定の目標データレート (データ速度) に対するマージンを最大にすることが可能なビットローディング方式が開示されている。Hughes-Hartogs によるものとは異なり、Chow 他によるものは、ビットアロケーションテーブルを一度に 1 キャリア (一度に 1 ビットではなくて) 決定する。Chow 他によれば、全てのキャリアは、測定された信号対ノイズ比に従って降順で記録される。選択される最初のサブチャンネルは、最も多くのビットを伝送することができるサブチャンネルである。データレートを最大にするために、Chow 他による方式を使用することにより、Hughes-Hartogs のアルゴリズムによって得られるのと同様のビットアロケーションテーブルを得ることができる。

受信機が受信データを正しく解釈するためには、送信機と受信機が同じビットアロケーションテーブルを使用しなければならない。ビットローディングアルゴリズムが通信の初期化段階中に実行されると、その結果生じたビットアロケーションテーブルが送信機と受信機間を伝送されて、送信機と受信機の両方が、同じビットアロケーションテーブルを使用することを確実にする。しかし、通信チャンネルの信号対ノイズ比特性が通信中に変化した場合は、ビットアロケーションテーブルを更新／変更して、伝送系をチャンネル特性により適切に整合させることが必要となろう。一方、ビットアロケーションテーブルが変化した場合は、新しいテーブルの使用を送信機と受信機の両方について同期化させる必要がある。送信機と受信機が任意の時間に異なるビットアロケーションテーブルを使用すると、通信リンクには、ビットアロケーションテーブルが一致しないサブチャンネルにおいて重大なエラーが発生することになる。

さらに、新たなビットアロケーションテーブルを決定するためには時間がかかる場合があり、特に、ビットローディングアルゴリズムが、Hughes-Hartogsによって開示された、ビットアロケーションテーブルを一度に1ビット構成するような計算量の多いものである場合にはそうである。ビットアロケーションテーブルを、送信機と受信機間の通信中に何度も計算することになる場合は、ビットアロケーションテーブルを再計算するために（データを計算するためではなく）比較的長い時間を費やすことは望ましくないことである。

1つの解決策は、初期化の後にビットアロケーションテーブルを単に変更しないことである。しかし、これは、通信チャンネルの信号対ノイズ比がデータ送信中に変化する場合には受け入れることができないことがある。従って、ビットアロケーションテーブルを比較的高速に決定し、送信機と受信機による新しいテーブルの使用を同期化できることが望ましい。

#### 発明の要約

本発明によれば、1組のビットアロケーションテーブルが、送信機と受信機の両方で保持される。これらのテーブルは、データフレームから分離した制御フレームにおいて、受信機に送信された既知のデータについて実行される信号

対ノイズ比の測定を使用して、必要に応じて更新される。送信機は、2つのテーブルのうちのどれを次の通信のために使用すべきかについて受信機に知らせる。このことは、データ通信中のある時点で、送信機から受信機にフラグを送信することによって行うことが好ましい。こうすることによって、受信機は、以後、通信に使用するビットアロケーションテーブルを切り換えて、それを送信機の対応するテーブルと同期化させる。

本発明の好適な実施態様では、継続時間が 245.5 マイクロ秒の 69「フレーム」のそれぞれが 16.94 ミリ秒の「スーパーフレーム」を形成するために使用される（しかし、本発明はこれに限定されない）。各スーパーフレームの最初のフレームは、送信機から受信機に標準の（既知の）データセットを送信するために使用される制御フレームからなり、残りのフレームがデータを含んでいる。受信機は、各チャンネルについてこのフレーム内の受信データの信号対ノイズ比を測定し、これを、次のデータ伝送のためのチャンネルビット割り当てを計算するために使用する。実際には、全てのスーパーフレーム毎に信号対ノイズ比を計算する必要はないことがわかっている（計算することはもちろん可能であるが）。それどころか、ほとんどのデータ伝送について、数フレームにわたるチャンネルの信号対ノイズ比を測定し、それらを平均し、その結果値に基づいてビットアロケーションテーブルを更新し、こうして決定されたビットアロケーションテーブルを数百あるいは数千の以降のフレームについて使用することで十分なことがわかった。

ビットアロケーションテーブルの更新は、各チャンネルにおいて測定された信号対ノイズ比 (SNR) を、1 群の信号対ノイズ比 (constellation signal to noise ratio、以下、群信号対ノイズ比と記載)  $SNR[c_j]$  と比較することによって実行される。 $SNR[c_j]$  は、試行ノイズマージン  $M$  により、 $SNRa[c_j] = SNR[c_j] + M$  に拡張される。群信号対ノイズ比  $SNR[c_j]$  は、特定の信号対ノイズ比  $SNR_j$  を有するチャンネル  $j$  上を送信することができるビット数  $c_j$ （「群サイズ」）を規定する。ここで、 $c_j$  は、例えば、1 から 15 まで変化することができる。マージン  $M$  の値は、拡張された群信号対ノイズ比  $SNRa[c_j]$  に従ってチャンネル上を伝送することができるデータ量（すなわちビット数）と、送信されるこ

特許請求の範囲の全文を記載した書面

1. マルチキャリア変調システムにおける送信機であって、

受信機との現在の通信中に用いられるサブチャネルに対する第一のビット配置を特定する第一ビット配置テーブル、および

サブチャネルに対するビット配置であり、前記第一ビット配置テーブルと異なるビット配列を特定する第二ビット配置テーブルを備え、

前記送信機は、前記受信機との次の通信に用いるため前記第二ビット配置テーブルを記憶すること、

を特徴とするもの。

2. マルチキャリア変調システムにおける受信機であって、

通信経路を介した送信機との現在の通信中に用いられるサブチャネルに対する第一のビット配置を特定する第一ビット配置テーブル、および

サブチャネルに対するビット配置であり、前記第一ビット配置テーブルと異なるビット配列を特定する第二ビット配置テーブルを備え、

前記受信機は、前記送信機との次の通信に用いるため前記第二ビット配置テーブルを記憶すること、

を特徴とするもの。

3. マルチキャリア送信システムであって、

複数のサブチャネルを有する通信経路を介し、互いに通信を行う複数の通信ユニットであり、各通信ユニットは、前記通信経路を介した相互の通信ユニットとの現在の通信中に用いられる、前記サブチャネルに対する第一のビット配置を特定する、第一ビット配置テーブルを記録するもの、および

前記通信ユニット間での次の通信に用いるため、前記各通信ユニットにより記憶され、前記第一ビット配置テーブルと異なるビット配列を特定する、第二ビット配置テーブル、を備えること、

を特徴とするもの。



JP2003198442

PUB DATE: 2003-07-11

APPLICANT: HITACHI LTD|HITACHI CABLE LTD

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

WO2004036789

PUB DATE: 2004-04-29

APPLICANT: WIDEFI INC [US]; GAINEY KENNETH M [US]; PROCTOR JAMES A JR [US]

# **RADIO TRANSMISSION SYSTEM FOR PERFORMING MULTI-SPOT RELAY AND RADIO EQUIPMENT TO BE USED THEREFOR**

**Publication number:** JP2003198442 (A)

**Publication date:** 2003-07-11

**Inventor(s):** TAMAKI TAKESHI; SAKAI KATSUMI; YANO TAKASHI +

**Applicant(s):** HITACHI LTD; HITACHI CABLE +

**Classification:**


- **international:** **H04B7/15; H04B7/155; H04B7/24; H04B7/06;** (IPC1-7): H04B7/15; H04B7/24


- **European:** H04B7/155B


**Application number:** JP20010399800 20011228


**Priority number(s):** JP20010399800 20011228


**Also published as:**

 JP4052835 (B2)

 US2003124976 (A1)

 US7139527 (B2)

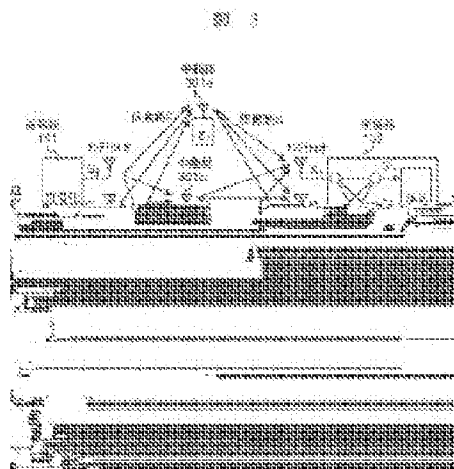
 CN1428943 (A)

 CN100488077 (C)

## **Abstract of JP 2003198442 (A)**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a communication system and a radio communication device therefor in which communication path capacity characteristics are improved even in an unobstructed propagation environment where a transmitter and a receiver can directly view each other in a MIMO communication system. ;

**SOLUTION:** The system is configured by having radio equipment 101 having a transmitter for distributing transmission data containing encoded data and training signals to a plurality of antennas and for transmitting the data from the plurality of antennas in a prescribed timing as radio signals, a plurality of pieces of radio equipment having repeaters 301a-301c for receiving the radio signals, storing them in buffers and transmitting the radio signals after delaying them for a prescribed time, and radio equipment 102 having a receiver for receiving the radio signals from the pieces of second radio equipment 301a-301c via a plurality of antennas and demodulating the coded data by using the training signals multiplexed on the received radio signals. Each of the pieces of radio equipment transmits a control signal for deciding the necessity of relay and controlling the operation of the relay. ;  
COPYRIGHT: (C)2003,JPO



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19) World Intellectual Property  
Organization  
International Bureau



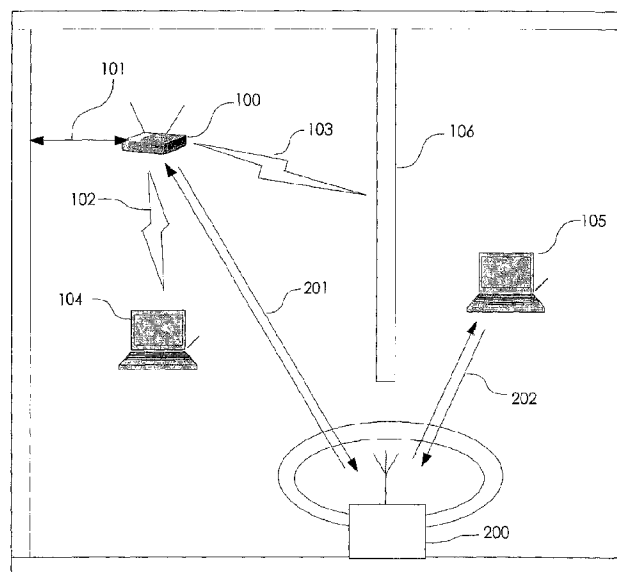
(43) International Publication Date  
29 April 2004 (29.04.2004)

PCT

(10) International Publication Number  
**WO 2004/036789 A1**

- (51) International Patent Classification<sup>7</sup>: **H04B 7/15** (74) Agent: **POSZ, David, G.**; Posz & Bethards, P.L.C., 11250 Roger Bacon Drive, Suite 10, Reston, VA 20190 (US).
- (21) International Application Number: PCT/US2003/029130 (81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (22) International Filing Date: 15 October 2003 (15.10.2003)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data: 60/418,288 15 October 2002 (15.10.2002) US (84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- (71) Applicant (for all designated States except US): **WIDEFI, INC.** [US/US]; 476 Hwy A1A, Suite 3, Satellite Beach, FL 32937 (US).
- (72) Inventors; and
- (75) Inventors/Applicants (for US only): **GAINNEY, Kenneth, M.** [US/US]; Widefi, Inc., 476 Hwy A1A, Suite 3, Satellite Beach, FL 32937 (US). **PROCTOR, James, A., Jr.** [US/US]; Widefi, Inc., 476 Hwy A1A, Suite 3, Satellite Beach, FL 32937 (US).
- Published:**  
— with international search report
- For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: WIRELESS LOCAL AREA NETWORK REPEATER WITH AUTOMATIC GAIN CONTROL FOR EXTENDING NETWORK COVERAGE



(57) Abstract: A frequency translating repeater (200) for use in a time division duplex radio protocol communications system includes an automatic gain control feature. Specifically, a received signal (330) is split to provide signal detection paths (331, 332) wherein detection is performed by amplifiers (301, 302) filters (311, 312), converters (313, 314) and a processor (315). Delay is added using analog circuits such as SAW filters (307, 308, 309, 310) and gain adjustment provided by gain control elements (303, 304, 305, 306).

WO 2004/036789 A1

WIRELESS LOCAL AREA NETWORK REPEATER WITH AUTOMATIC GAIN  
CONTROL FOR EXTENDING NETWORK COVERAGE

CROSS REFERENCE TO RELATED APPLICATIONS

[0001] This application is related to and claims priority from pending U.S. Provisional Application Number 60/418,288 filed October 15, 2002, and is further related to PCT Application PCT/US03/16208 entitled WIRELESS LOCAL AREA NETWORK REPEATER, the contents of which are incorporated herein by reference.

BACKGROUND OF THE INVENTION

[0002] The present invention relates generally to wireless local area networks (WLANs) and, particularly, the present invention relates to extending the coverage area associated with a WLAN repeater using Automatic Gain Control (AGC).

[0003] Several standard protocols for wireless local area networks, commonly referred to as WLANs, are becoming popular. These include protocols such as 802.11 (as set forth in the 802.11 wireless standards), home RF, and Bluetooth. The standard wireless protocol with the most commercial success to date is the 802.11b protocol although next generation protocols, such as 802.11g, are also gaining popularity.

[0004] While the specifications of products utilizing the above standard wireless protocols commonly indicate data rates on the order of, for example, 11 MBPS and ranges on the order of, for example, 100 meters, these performance levels are rarely, if ever, realized. Performance shortcomings between actual and specified performance levels have many causes including attenuation of the radiation paths of RF signals,

which for 802.11b are in the range of 2.4 GHz in an operating environment such as an indoor environment. Access point to client ranges are generally less than the coverage range required in a typical home, and may be as little as 10 to 15 meters. Further, in structures having split floor plans, such as ranch style or two story homes, or those constructed of materials capable of attenuating RF signals, areas in which wireless coverage is needed may be physically separated by distances outside of the range of, for example, an 802.11 protocol based system. Attenuation problems may be exacerbated in the presence of interference in the operating band, such as interference from other 2.4GHz devices or wideband interference with in-band energy. Still further, data rates of devices operating using the above standard wireless protocols are dependent on signal strength. As distances in the area of coverage increase, wireless system performance typically decreases. Lastly, the structure of the protocols themselves may affect the operational range.

[0005] Repeaters are commonly used in the mobile wireless industry to increase the range of wireless systems. However, problems and complications arise in that system receivers and transmitters may operate at the same frequency in a WLAN utilizing, for example, 802.11 WLAN or 802.16 WMAN wireless protocols. In such systems, when multiple transmitters operate simultaneously, as would be the case in repeater operation, difficulties arise. Typical WLAN protocols provide no defined receive and transmit periods and, thus, because random packets from each wireless network node are spontaneously generated and transmitted and are not temporally predictable, packet collisions may occur. Some remedies exist to address such difficulties, such as, for example, collision avoidance and random back-off protocols, which are used to avoid two or more nodes transmitting packets at the same time. Under 802.11

standard protocol, for example, a distributed coordination function (DCF) may be used for collision avoidance.

[0006] Such operation is significantly different than the operation of many other cellular repeater systems, such as those systems based on IS-136, IS-95 or IS-2000 standards, where the receive and transmit bands are separated by a deplexing frequency offset. Frequency division duplexing (FDD) operation simplifies repeater operation since conflicts associated with repeater operation, such as those arising in situations where the receiver and transmitter channels are on the same frequency for both the uplink and the downlink, are not present.

[0007] Other cellular mobile systems separate receive and transmit channels by time rather than by frequency and further utilize scheduled times for specific uplink/downlink transmissions. Such operation is commonly referred to as time division duplexing (TDD). Repeaters for these systems are more easily built, as the transmission and reception times are well known and are broadcast by a base station. Receivers and transmitters for these systems may be isolated by any number of means including physical separation, antenna patterns, or polarization isolation. Even for these systems, the cost and complexity of a repeater may be greatly reduced by not offering the known timing information that is broadcast, thus allowing for economically feasible repeaters.

[0008] Thus, WLAN repeaters operating on the same frequencies have unique constraints due to the above spontaneous transmission capabilities and therefore require a unique solution. Since these repeaters use the same frequency for receive

and transmit channels, some form of isolation must exist between the receive and transmit channels of the repeater. While some related systems such as, for example, CDMA systems used in wireless telephony, achieve channel isolation using sophisticated techniques such as directional antennas, physical separation of the receive and transmit antennas, or the like, such techniques are not practical for WLAN repeaters in many operating environments such as in the home where complicated hardware or lengthy cabling is not desirable or may be too costly.

[0009] One system, described in International Application No. PCT/US03/16208 and commonly owned by the assignee of the present application, resolves many of the above identified problems by providing a repeater which isolates receive and transmit channels using a frequency detection and translation method. The WLAN repeater described therein allows two WLAN units to communicate by translating packets associated with one device at a first frequency channel to a second frequency channel used by a second device. The direction associated with the translation or conversion, such as from the frequency associated with the first channel to the frequency associated with the second channel, or from the second channel to the first channel, depends upon a real time configuration of the repeater and the WLAN environment. The WLAN repeater may be configured to monitor both channels for transmissions and, when a transmission is detected, translate the received signal at the first frequency to the other channel, where it is transmitted at the second frequency.

[0010] The above described approach solves both the isolation issue and the spontaneous transmission problems as described above by monitoring and translating in response to packet transmissions and may further be implemented in a small

inexpensive unit. However, a WLAN repeater, in order to be legally compliant, must transmit within the power and spectrum limitations promulgated by, for example, the FCC. Difficulties arise however in that a received signal may have a widely varying power level requiring precise compensation for factors contributing to disruptions and failed or suboptimal signal retransmission caused by interference and the like.



## SUMMARY OF THE INVENTION

[0011] Accordingly, in various exemplary and alternative exemplary embodiments, the present invention extends the coverage area in a wireless environment such as a WLAN environment, and, broadly speaking, in any time division duplex system including IEEE 802.16, IEEE 802.20 and TDS-CDMA, with a unique frequency detection and translation method. An exemplary WLAN frequency translating repeater allows two WLAN nodes or units to communicate by translating packets from a first frequency channel used by one device to a second frequency channel used by a second device. The direction of the conversion from channel 1 to channel 2, verses from channel 2 to Channel 1, is dependent upon real time configuration. The repeater may preferably monitor both channels for transmissions, and when a transmission on a channel is detected, the repeater is configured to translate the received signal to the other channel, where it is transmitted.

[0012] In a preferred embodiment, the signal received is detected on a first signal path and gain is applied on a second signal path. Further, the gain signal path preferably includes delay circuits to permit signal detection and gain setting to occur before the signal must be retransmitted. The gain is set based upon the detected receive power level to achieve a target transmit power level that is constant independent of the receive power level. However, the target power may be first determined or adjusted based upon criteria that includes one or more of the following: separation between receive and transmit frequencies, regulatory rule compliance, temperature, received power level, transmit power level and detected interference. A microprocessor with software, including calibration tables, is appropriate for performing the calculation of an appropriate gain set point, which fixes the target

output power. The details of this invention are described in detail in the figure descriptions that follow.

[0013] The preferred approach solves both the isolation issue, allowing a small inexpensive unit, and it solves the spontaneous transmission problem as it monitors and responds in reaction to the transmissions, with a constant output power at the transmitter. This output power may be different depending on the configuration of the repeater as determined by the microprocessor.

## BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0014] FIG. 1 is a diagram illustrating a WLAN including an exemplary repeater having automatic gain control in accordance with various exemplary embodiments.

[0015] FIG. 2 is a schematic drawing illustrating an exemplary gain control interface unit of Figure 1.

## DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

[0016] Referring now to FIG. 1, a wide area connection 101, which could be, for example, an Ethernet connection, a T1 line, a wideband wireless connection or any other electrical connection providing a data communications path, may be connected to a wireless gateway, or access point (AP) 100. The wireless gateway 100 sends RF signals, such as IEEE 802.11 packets or signals based upon Bluetooth, Hyperlan, or other wireless communication protocols, to client units 104, 105, which may be personal computers, personal digital assistants, or any other devices capable of communicating with other like devices through one of the above mentioned wireless protocols. Respective propagation, or RF, paths to each of the client units 104, 105 are shown as 102, 103.

[0017] While the signal carried over RF path 102 is of sufficient strength to maintain high-speed data packet communications between the client unit 104 and the wireless gateway 100, the signals carried over the RF path 103 and intended for the client unit 105 would be attenuated when passing through a structural barrier such as walls 106 or 107 to a point where few, if any, data packets are received in either direction if not for a wireless repeater 200, the structure and operation of which will now be described.

[0018] To enhance the coverage and/or communication data rate to the client unit 105, wireless repeater 200 receives packets transmitted on a first frequency channel 201 from the wireless gateway 100. The wireless repeater 200, which may be housed in an enclosure typically having dimensions of, for example, 2.5"x3.5"x.5", and which preferably is capable of being plugged into a standard electrical outlet and

operating on 110 V AC power, detects the presence of a packet on the first frequency channel 201, receives the packet and re-transmits the packet with more power on a second frequency channel 202. Unlike conventional WLAN operating protocols, the client unit 105 operates on the second frequency channel, even though the wireless gateway 100 operates on the first frequency channel. To perform the return packet operation, the wireless repeater 200 detects the presence of a transmitted packet on the second frequency channel 202 from the client unit 105, receives the packet on the second frequency channel 202, and re-transmits the packet on the first frequency channel 201. The wireless gateway 100 then receives the packet on the first frequency channel 201. In this way, the wireless repeater 200 is capable of simultaneously receiving and transmitting signals as well as extending the coverage and performance of the wireless gateway 100 to the client unit 105.

[0019] To address the difficulties posed by obstructions as described above and attendant attenuation of the signal strength along obstructed paths and thus to enhance the coverage and/or communication data rate to client unit 105, exemplary wireless repeater 200, as shown in FIG. 1, may be used to retransmit packets beyond a range limited by propagation path constraints through, for example, frequency translation. Packets transmitted on a first frequency channel 201 from AP 100 are received at repeater 200 and re-transmitted, preferably with a greater power level, on a second frequency channel 202. Client unit 105 preferably operates on second frequency channel 202 as if AP 100 were also operating on it, such as with no knowledge that AP 100 is really operating on first frequency channel 201 such that the frequency translation is transparent. To perform return packet operations, repeater unit 200 detects the presence of a transmitted return packet on second frequency channel 202

from client unit 105, and is preferably configured to receive the packet on second frequency channel 202, and to retransmit the data packet to, for example AP 100, on first frequency channel 201.

[0020] Wireless repeater 200 is preferably capable of receiving two different frequencies simultaneously, such as first frequency channel 201 and second frequency channel 202 determining which channel is carrying a signal associated with, for example, the transmission of a packet, translating from the original frequency channel to an alternative frequency channel and retransmitting the frequency translated version of the received signal on the alternative channel. Details of internal repeater operation may be found in co-pending PCT Application No. PCT/US03/16208.

[0021] Repeater 200 may thus receive and transmit packets at the same time on different frequency channels thereby extending the coverage and performance of the connection between AP 100 and client unit 105, and between peer-to-peer connections such as from one client unit to another client unit. When many units are isolated from one another, repeater unit 200 further acts as a wireless bridge allowing two different groups of units to communicate where optimum RF propagation and coverage or, in many cases, any RF propagation and coverage was not previously possible.

[0022] In accordance with various exemplary embodiments, repeater 200 is preferably configured to receive a signal and translate the frequency of the received signal with very little distortion or loss of the signal by properly controlling the gain of an exemplary transceiver section via Automatic Gain Control (AGC) circuitry 300

shown, for example, in FIG. 2. In a preferred embodiment, wireless repeater 200 shown is capable of receiving two different frequencies simultaneously, determining which one is present, translating the frequency of the one that is present to the other frequency and retransmitting a frequency translated version of the received signal.

[0023] In accordance with one preferred exemplary embodiment, AGC circuitry 300 utilizes RF delay and filter elements 307-310 to allow analog storage of an exemplary received waveform while signal detection and transmitter configuration takes place. It should be noted that signal detection may occur both prior to and during transit of signals in RF delay elements 307-310 providing time to perform system configuration. It should be noted that a detector power level is preferably used to set a gain value on a parallel signal path as part of the gain control operation.

[0024] Repeater AGC circuitry 300 further includes logarithmic amplifier 301 and 302, AGC control circuit 303 and 304, gain control element 305 and 306, which may preferably include variable gain or variable attenuator elements, and RF delay element 307-310 which may preferably include analog storage devices such as, for example, delay lines and/or band pass filters. Low pass filter 311 and 312, and analog to digital converter (ADC) 313 and 314 are further preferably used to accomplish gain control under the direction and control of, for example, microprocessor 315.

[0025] Since repeater 200, in accordance with various exemplary embodiments, is configured to simultaneously detect and process two different frequency signals, received signal 330 is split and propagated on two different RF paths, for example, using RF splitter 316. Likewise, because the two different frequency paths must be

delayed and controlled separately, each signal path is further split by, for example, IF Splitters 317 and 318. One of the split signal outputs from IF Splitter 317 is preferably coupled to logarithmic amplifiers 301 and the other split signal output is preferably coupled to gain control elements 305. Likewise, one of the split signal outputs from IF Splitter 318 is preferably coupled to logarithmic amplifiers 302 and the other split signal output is preferably coupled to gain control elements 306. The output of logarithmic amplifiers 301 is fed to AGC control circuit 303 and low pass filter 311. Likewise, the output of logarithmic amplifiers 302 is fed to AGC control circuit 304 and low pass filter 312. It should be noted that while logarithmic amplifiers 301 and 302 preferably provide an output voltage proportional to the logarithm of the power of received signal 330, tracking the envelope thereof, other devices known to those of ordinary skill in the art may also be used to track the envelope or samples of the envelope directly or proportionately.

[0026] The basic operation of components along the detection path of received signal 330 such as, for example, low pass filters 311 and 312, analog-to-digital converters (ADC) 313 and 314, and processor 315 for example, would be readily apparent to those of ordinary skill in the art and thus a detailed review of the basic operation thereof is omitted, such operation is disclosed in detail in commonly assigned co-pending PCT Patent Application No. PCT/US03/16208. However it should be briefly noted that processor 315 preferably detects the presence of an IF signal on detection paths DET1 331 and DET2 332. As described in the above identified co-pending application, signal detection may be based on the signal level exceeding a threshold using, for example, analog or digital signal comparison implements in processor 315, or could be performed by other means well known to



those of ordinary skill in the art. Once the signal is detected, gain control is applied to the signal using for example, AGC control circuits 303 and 304 on IF path IF1 333 or IF2 334 respectively, depending on the channel.

[0027] With reference still to FIG. 2 of the drawings, gain control is applied to signals on IF paths IF1 333 and IF2 334 using AGC control circuits 303 and 304 which circuits provide, *inter alia*, filtering of the analog voltage at the output of, for example, logarithmic amplifiers 301 and 302, any DC offset adjustment which may be necessary, AGC set point reference and control, level shifting/scaling, any required polarity reversal, and the like as would be appreciated by one of ordinary skill in the art. The output of AGC control circuits 303 and 304 are fed to gain control elements 305 and 306 which may provide either a adjustable gain or a adjustable attenuation of received signal 330 based on a value associated with, for example, the desired transmitter output power. It should be noted that AGC control circuits 303 and 304 may be one of a variety of gain control circuits, devices, or the like, as would be well known to those of ordinary skill in the art.

[0028] As an example of gain control in accordance with various exemplary embodiments, a variable attenuator could be used for gain control element 305 under the following conditions: desired output power +15dBm, received signal power -80dBm, total transceiver losses 65dB, total transceiver gains 165dB.

[0029] Under these conditions, a variable attenuator associated with, for example, gain control element 305, should be set according to the relation: Rx Signal Power - Desired Output Power + Total Gains - Total Losses, thus the attenuation would be -

80dBm – 15dBm +165dB – 65dB resulting in 5dB of attenuation. It will be appreciated that a voltage may be calculated and applied to the gain control element 305, for example, by AGC control circuit 303 resulting in the desired 5dB attenuation setting. It should also be noted that while AGC control circuit 303 and gain control element 305 are described herein, the above description applies to the operation of AGC control circuit 304 and gain control element 306.

[0030] Thus receive signal 330 in order to be retransmitted in accordance with various exemplary embodiments, and in accordance with the present example, is preferably output from gain control element 305 and delayed via Surface Acoustic Wave (SAW) filters 308 and 310. It will be appreciated that the delay introduced by SAW filters 308 and 310 acts to essentially store the analog waveform while AGC and signal detection processes, for example as described above, are carried out, meaning that detection and gain control setting are preferably completed during the propagation interval of the signal.

[0031] In accordance with various exemplary and preferred exemplary embodiments, RF delays are imposed through SAW filters 307-310 enabling analog signal storage and channel selection, jammer suppression, and a feed-forward variable gain control path. AGC control circuits 303 and 304 and gain control elements 305 and 306 may be biased or otherwise set under control of for example processor 315, which is preferably a micro-processor, such as a general purpose processor, dedicated processor, signal processing processor, or the like as would be understood by one of ordinary skill in the art. Further, set points may be obtained by processor 315 from a look up table or the like depending on which channel received signal 330 is received

on and which channel is selected for signal retransmission. It should be noted that different bands have different transmit power limitations in different countries, thus the selection of gain set points may be driven by several factors resulting from the need to meet FCC requirements and related specifications for the desired band such as spectral re-growth and Effective Isotropic Radiated Power (EIRP).

[0032] After detection and setting of the gain control, IF Switch 319 and LO Switch 320 are preferably set to retransmit received signal 330 at a different frequency without significantly cutting off the waveform preamble. It is important to note that detection and power sensing, for example, as described above, is preferably performed on detector paths DET1 331 and DET2 332, but actual gain control may be applied the on IF paths IF1 333 and IF2 334. More specifically referring again to FIG. 2, outputs from the logarithmic amplifiers 301 and 302 are fed to AGC control circuits 303 and 304 which circuits are making adjustments either as variable gain or attenuation with regard to gain control elements 305 and 306.

[0033] One factor in determining a sequence of signal detection and gain control is the effect caused by splitting the output voltage from logarithmic amplifiers 301 and 302 into a signal detection path and a gain control path, each having potentially two different filter bandwidths. As can be noted from FIG. 2, the gain control path is the path to AGC control circuits 303 and 304, while the signal detection path is the path leading to low pass filters 311 and 312, as previously described. Thus, if desired, the AGC control values and the signal detection filter bandwidth could be set differently. For example, the AGC control loop could be set to react very quickly to the incoming power envelop while signal detection, as carried out, for example, in ADC 313 and

314 and processor 315, could be configured to react more slowly. As a result, received signal 330 propagating in gain control elements 305 and 306 can be tracked very accurately while the portion of received signal 330 propagating in ADC 313 and 314 and processor 315 may track more slowly, but with more detection process gain.

[0034] It should be noted that in accordance with various exemplary and preferred exemplary embodiments, two separate detectors are used for performing detection of the presence of received signal 330 and for detection of the power level thereof in order to set gain. Thus, since signal detection may occur more slowly than AGC as described, different signal detection and AGC filter bandwidths may be used beneficially, allowing variable control elements associated with AGC such as gain control elements 305 and 306 to have a faster or slower response than the output of filters 311 and 312.

[0035] Another factor in controlling gain is the relative distance between the receive and transmit channels. Specifically, depending on the distance therebetween, the target output power or set point from the gain control elements 305 and 306 can be different to the extent that additional performance may be gained when the receive and transmit channels are further apart in frequency. Gain values may be increased in gain control elements 305 and 306 while continuing to meet performance requirements. Further, AGC control circuits 303 and 304 may be programmed to increase power based on the frequency difference or, alternatively, processor 315 may be programmed to control AGC control circuits 303 and 304 based on frequency separation. Adjusting set points based on frequency separation may further include

applying more filtering to any leakage signals picked up by a receiver to avoid self interference.

[0036] A factor affecting the choice of which channels to operate on during initial repeater power up may be influenced by choosing repeating channels based on the ability to transmit more power in different FCC bands or bands controlled by other regulatory bodies. For example, in the U-NII bands for operation in the United States, the maximum allowable transmit power for CH36-48 is 50mW, for CH52-64 is 250mW, and for CH149 – 161 is 1W. Therefore it is possible to receive a signal in on a channel associated with one of the lower power bands and choose a channel on a different band allowing higher transmit power, thereby allowing a higher AGC set point. Thus the set points for a translation, say from F1 to F2 and F2 to F1 would be different. The decision of which channels to select is preferably pre-programmed during manufacturing, or, alternatively could be programmed in the field, in, for example, AGC control circuits 303 and 304 or processor 315.

[0037] In accordance with other aspects of the present invention, gain control may require AGC calibration during initial manufacturing. Calibration may be desirable to allow the use of lower tolerance parts thus reducing cost. Calibration may further provide for accuracy required for regional or band specific power settings. Accordingly, calibration may include setting up circuits and devices in accordance with one or more of the following; regional regulatory rules, frequency channel, received power level, transmit power level, temperature, and the like. In accordance with various exemplary and preferred exemplary embodiments, repeater 200 using, for example, processor 315, may store calibration tables and the like and be

configured, for example through the use of software, programs, instructions or the like, to pass specific calibration values to AGC control circuits 305 and 306. Processor 315 would preferably utilize a digital to analog conversion process to control the set point.

[0038] As mentioned above, different detector outputs may be used for AGC and signal detection. Signal detection may be performed in an analog only configuration using, for example, a threshold comparator under the control of processor 315 which may be configured to actively control, for example, an analog reference voltage a threshold comparator uses to make the detection decision. Alternatively, received signal 330 may be digitized and a detection decision made, for example, in processor 315. One concern related to using a digital path and processor 315 includes delay associated with, for example, digital sampling and decision making instructions in a processor 315.

[0039] In accordance with various alternative exemplary embodiments an analog comparator (not shown) having a threshold controlled by processor 315 may be used. Such a configuration could be equipped with a digital override to allow for a fast initial decision, converging to a slower more accurate and controllable decision using software, programs, instructions, and the like readable and executable by processor 315. For example, if an interferer is detected, and processor 315 recognizes that the packet duration is longer than the wireless protocol will allow, AGC control circuits 303 and 304 and/or detector could be turned off by processor 315 to prevent signal transmission. Thus the normal AGC setting may be directly controlled and

overridden. Such control is further useful in situations including when a system feed-back oscillation is detected.

[0040] One of ordinary skill in the art will recognize that various techniques can be utilized to determine AGC set points as well as different signal detector configurations in the present invention. Additionally, various components, such as the gain control elements 305 and 306, AGC gain control 303 and 304, functionality of processor 315 and other elements could be combined into a single integrated device. Other changes and alterations to specific components, and the interconnections thereof, can be made by one of ordinary skill in the art without deviating from the scope and spirit of the present invention.

[0041] The invention has been described in detail with particular references to presently preferred embodiments thereof, but it will be understood that variations and modifications can be effected within the spirit and scope of the invention.

## CLAIMS

What is claimed is:

1. A frequency translating repeater for use in a time division duplexing (TDD) radio protocol system, the frequency translating repeater comprising:
  - a detector circuit configured to detect if a signal is present on one of two frequency channels associated with the frequency translating repeater;
  - a frequency translator configured to change a frequency channel associated with the signal from the one of the two frequency channels to an other of the two frequency channels; and
  - a delay circuit configured to add a delay to the signal to compensate for a signal detection interval and a transmitter configuration interval.
2. The frequency translating repeater according to claim 1, wherein the delay circuit includes an analog storage device.
3. The frequency translating repeater according to claim 1, wherein the delay circuit includes at least one surface acoustic wave filter configured for one or more of: analog signal storage and channel selection.
4. The frequency translating repeater according to claim 1, wherein the detector circuit includes a processor.
5. The frequency translating repeater according to claim 4, wherein the detector circuit further includes an analog detection circuit.



6. The frequency translating repeater according to claim 1, further comprising a gain control circuit having one of a gain value and an attenuation value associated therewith.
7. The frequency translating repeater according to claim 6, wherein:  
the detector is further for detecting a received signal strength of the signal, and  
the gain control circuit is further for using the received signal strength of the signal to adjust a gain value of the signal.
8. The frequency translating repeater according to claim 7, wherein the gain control circuit is further for controlling at least one of the gain value and the attenuation value based on a predetermined criteria to achieve a specific signal transmit output power.
9. The frequency translating repeater according to claim 8, wherein the predetermined criteria is for modifying the specific signal transmit output power and includes at least one of the following: frequency separation between a receive frequency and a transmit frequency, a regulatory rule, a temperature, a received power level, a transmit power level, and a detected interference level.
10. The frequency translating repeater according to claim 8, wherein the processor further includes a memory and wherein the predetermined criteria are stored in the memory.

11. A frequency translating repeater for use in a time division duplexing (TDD) radio protocol system, the frequency translating repeater comprising:

a detector circuit configured to detect if a signal is present on one of two frequency channels associated with the frequency translating repeater and to detect a received detected signal power of the signal;

a frequency translator configured to change a frequency channel associated with the signal from the one of the two frequency channels to an other of the two frequency channels;

a delay circuit configured to add a delay to the signal to compensate for a signal detection interval and a transmitter configuration interval; and

a gain control circuit configured to adjust a gain value of the signal at least in part based on the received detected signal power detected by the detector circuit.

12. The frequency translating repeater according to claim 11, wherein the gain control circuit is further configured to adjust the gain value based at least in part on criteria including which of the one of the two frequency channels the signal is received on, and which of the other of the two frequency channels is changed to.

13. The frequency translating repeater according to claim 12, wherein the criteria further includes at least one of a regulatory rule for transmission, an operating temperature, and frequency separation between receive and transmit frequencies.

14. The frequency translating repeater according to claim 11, wherein the criteria further includes a distance between a receive frequency and a transmit frequency, and

wherein the automatic gain control circuit is further configured to apply more filtering to the signal based on the distance.

15. A frequency translating repeater for use in a time division duplexing (TDD) radio protocol system, the frequency translating repeater comprising:

- a detector circuit configured to detect if a signal is present on one of two frequency channels associated with the frequency translating repeater;

- a frequency converter configured to convert the signal from a radio frequency (RF) signal to an intermediate frequency (IF) signal;

- a frequency translator configured to change a frequency channel associated with the IF signal from the one of the two frequency channels to an other of the two frequency channels;

- a delay circuit configured to add a delay to the IF signal to compensate for a signal detection interval and a transmitter configuration interval; and

- a gain control circuit configured to adjust a gain value of the IF signal.

16. The frequency translating repeater according to claim 15, wherein the gain control circuit is further configured to adjust the gain value of the IF signal at least in part based on a received detected signal power detected by the detector circuit.

17. The frequency translating repeater according to claim 15, wherein the detector circuit and the gain control circuit are located respectively on a first and a second signal path.

18. The frequency translating repeater according to claim 17, wherein the detector circuit includes a logarithmic amplifier and wherein the output of the logarithmic amplifier is coupled to the gain control circuit for control thereof.
19. The frequency translating repeater according to claim 18, wherein the detector circuit and the automatic gain control circuit each have different bandwidths.
20. The frequency translating repeater according to claim 19, wherein the automatic gain control circuit includes a processor and a memory storing a predetermined criteria and wherein the processor is configured to use the predetermined criteria to establish an offset gain value of the IF signal, resulting at least in part in a transmitter target output power independent of the detected receive power of the signal as detected by the detector circuit.
21. The frequency translating repeater according to claim 20, wherein processor is further configured to:
- convert the output of the logarithmic amplifier to a digital signal; and
  - establish the gain value of the IF signal using the digital signal.
22. A method for frequency translation in a frequency translating repeater for use in a time division duplexing (TDD) radio protocol system, the method comprising:
- a detecting if a signal is present on one of two frequency channels associated with the frequency translating repeater;
  - changing a frequency channel associated with the signal from the one of the two frequency channels to an other of the two frequency channels; and

adding a delay to the signal to equivalent to a signal detection interval and a transmitter configuration interval.

23. The method according to claim 22, wherein the adding the delay includes delaying the signal in an analog storage device.

24. The method according to claim 22, wherein the adding the delay includes at delaying the signal in at least one surface acoustic wave filter configured for one or more of: analog signal storage and channel selection.

25. The method according to claim 24, wherein the detecting includes detecting in an analog detection circuit.

26. The method according to claim 21, further comprising setting a gain associated with the signal.

27. The method according to claim 26, wherein the setting the gain further includes setting the gain in part based on a predetermined criteria.

28. The method according to claim 27, wherein the predetermined criteria includes at least one of the following: a distance between a receive frequency and a transmit frequency, a regulatory rule, a temperature, a received power level, a transmit power level, and a detected interference level.

29. The method according to claim 28, further comprising storing the predetermined criteria in a memory.

30. A method for frequency translation in a frequency translating repeater for use in a time division duplexing (TDD) radio protocol system, the method comprising:

detecting if a signal is present on one of two frequency channels associated with the frequency translating repeater;

changing a frequency channel associated with the signal from the one of the two frequency channels to an other of the two frequency channels;

adding a delay to the signal to compensate for a signal detection interval and a transmitter configuration interval; and

adjusting a gain value of the signal in part based on a detected receive power level of the signal.

31. The method according to claim 30, wherein the adjusting the gain value is based on a criteria including which of the one of the two frequency channels the signal is received on, and which of the other of the two frequency channels is changed to.

32. The method according to claim 30, wherein the criteria further includes a regulatory rule for transmission.

33. The method according to claim 31, wherein the criteria further includes frequency separation between a receive frequency and a transmit frequency.

34. A method for frequency translation in a frequency translating repeater for use in a time division duplexing (TDD) radio protocol system, the method comprising:

detecting if a signal is present on one of two frequency channels associated with the frequency translating repeater and, if so, a receive power level of the signal;

converting the signal from a radio frequency (RF) signal to an intermediate frequency (IF) signal;

changing a frequency channel associated with the IF signal from the one of the two frequency channels to an other of the two frequency channels;

adding a delay to the IF signal to compensate for a signal detection interval and a transmitter configuration interval; and

adjusting a gain value of the IF signal based at least in part on the detected receive power level of the signal.

35. The method according to claim 34, wherein the detecting and the adjusting are performed respectively on a first and a second signal path.

36. The method according to claim 35, wherein the detecting further includes generating a logarithmic signal from the signal and using the logarithmic signal for the adjusting.

37. The method according to claim 36, wherein the adjusting further includes using a predetermined criteria the adjusting the gain value of the IF signal.

38. The method according to claim 19, wherein the generating further includes converting the logarithmic signal to a digital signal; and wherein the adjusting further adjusting the gain value of the IF signal using the digital signal.

39. A frequency translating repeater for use in a time division duplexing communication system, the frequency translating repeater comprising:

- at least two receivers capable of receiving transmissions on at least first and second frequency channels;

- at least one transmitter capable of transmitting on the first frequency channel;

- at least one transmitter capable of transmitting on the second frequency channel;

- a detector circuit configured to detect if a signal is present on one of two frequency channels associated with the frequency translating repeater and for detecting a receive power level of the signal;

- a frequency translator configured to change a frequency channel associated with the signal from an initial one of the first and second frequency channels to a subsequent one of the first and second frequency channels;

- a microprocessor capable of configuring the first and second frequency channels based on pre-determined parameters stored therein, wherein

- configuration of a specific frequency for at least one of the first and second frequency channels is based on the pre-determined parameters, and

- the pre-determined parameters include at least one of the following: regulatory transmitter power limitations, regulatory out-of-band emissions limitations, and frequency separation between the first and second frequency channels.



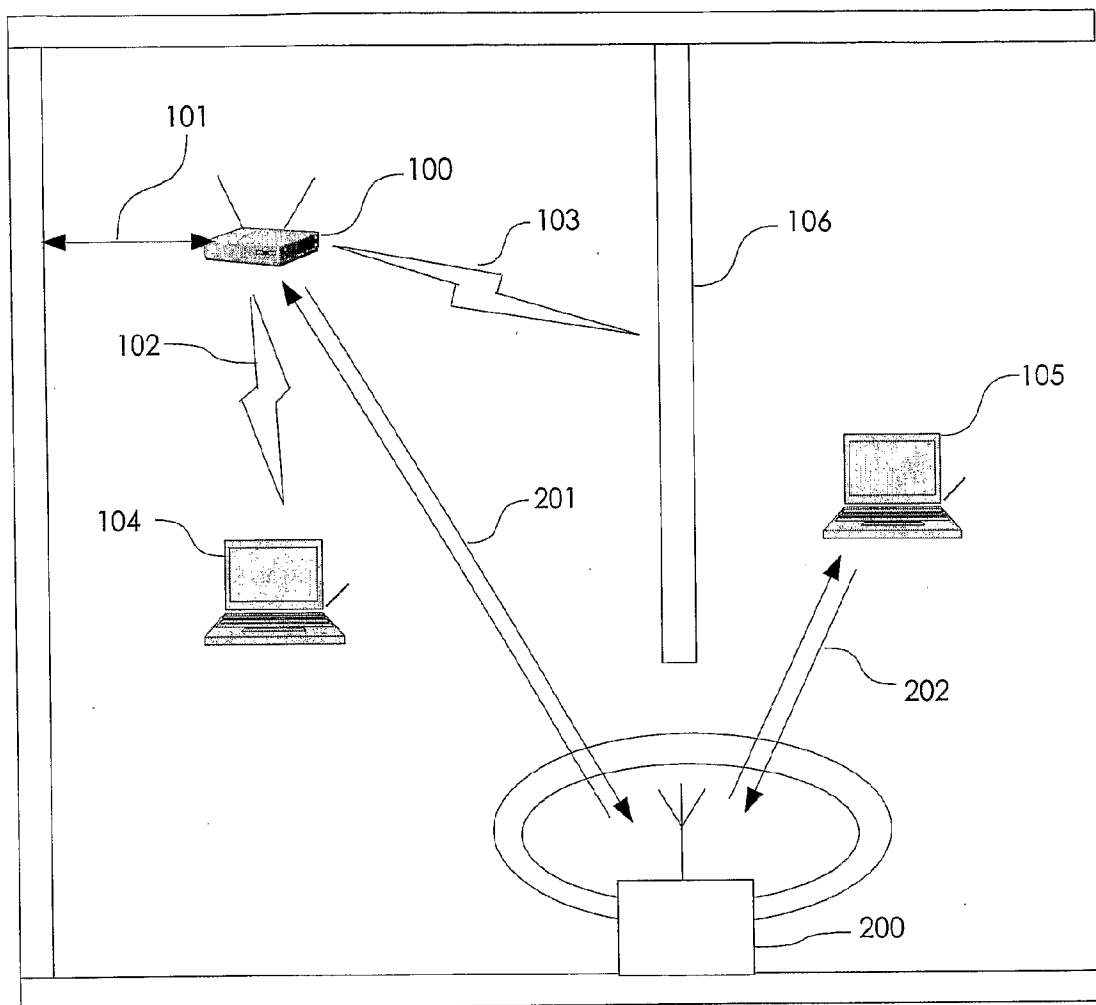


FIG. 1

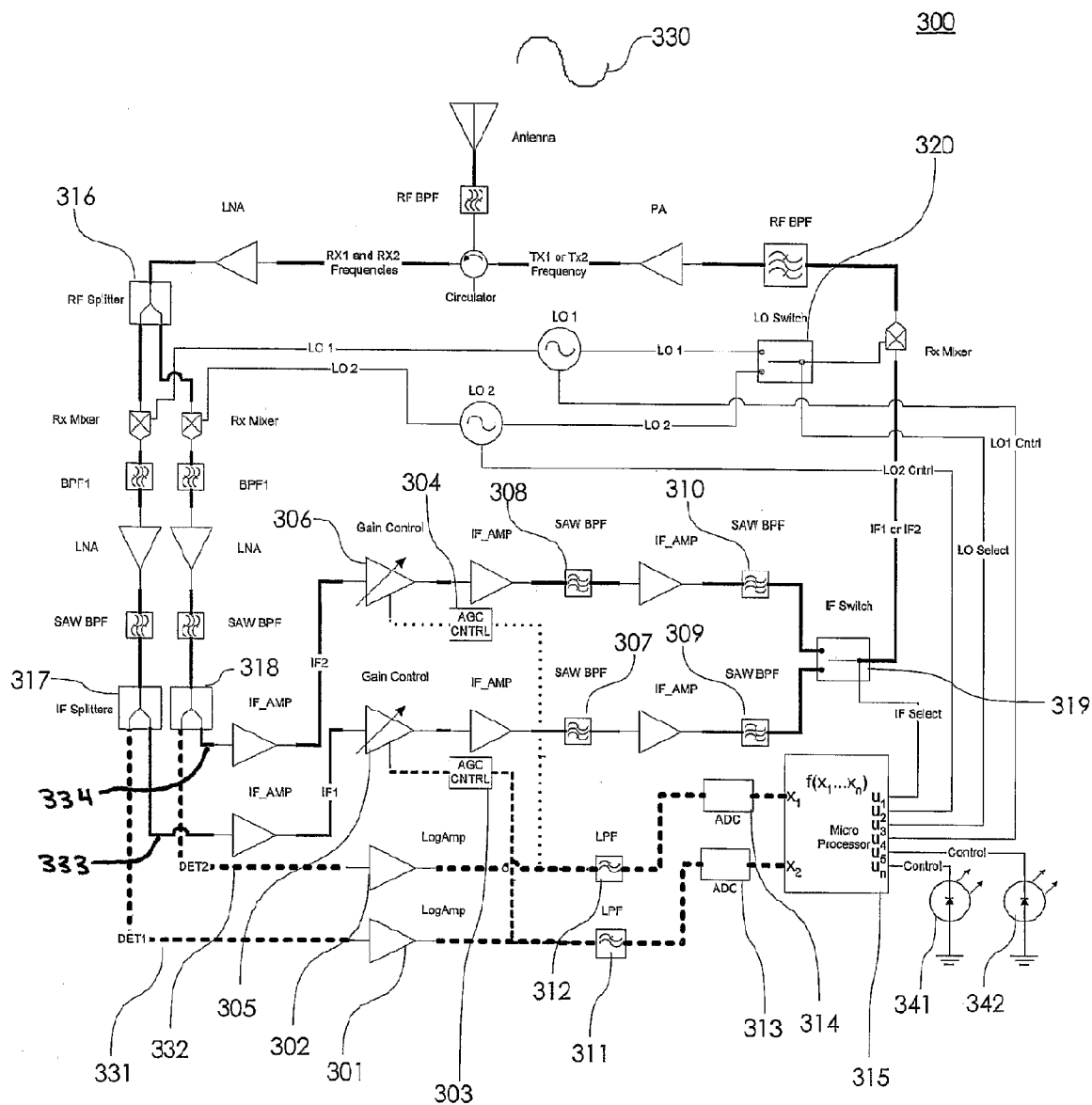


FIG. 2

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/US03/29130

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC(7) : H04B 7/15

US CL : 455/11.1, 127.1, 127.2, 136, 138

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

U.S. : 455/11.1, 127.1, 127.2, 136, 138

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 6,404,775 B1 (LESLIE et al) 11 June 2002, see entire document.	1-39
A	US 5,726,980 A (RICKARD) 10 March 1998, see entire document.	1-39
A	US 2002/0109585 A1 (SANDERSON) 15 August 2002, see entire document.	1-39
A	US 2003/0185163 A1 (BERTONIS et al) 02 October 2003, see entire document.	1-39

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search

07 January 2004 (07.01.2004)

Date of mailing of the international search report

21 JAN 2004

Name and mailing address of the ISA/US

Mail Stop PCT, Attn: ISA/US  
Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, Virginia 22313-1450

Facsimile No. (703)305-3230

Authorized officer

Edan Orgad

Telephone No. 703-305-4223

(19)日本国特許庁 ( J P )

(12) 公 開 特 許 公 報 ( A )

(11)特許出願公開番号  
特開2003-198442  
(P2003-198442A)

(43)公開日 平成15年7月11日(2003.7.11)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マコ-ト*(参考)
H 0 4 B	7/24	H 0 4 B	A 5 K 0 6 7
	7/15	7/15	Z 5 K 0 7 2

審査請求 未請求 請求項の数12 ○ L (全 22 頁)

(21)出願番号 特願2001-399800(P2001-399800)

(22)出願日 平成13年12月28日(2001.12.28)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71)出願人 000005120

日立電線株式会社

東京都千代田区大手町一丁目6番1号

(72)発明者 玉木 剛

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(74)代理人 100068504

弁理士 小川 勝男 (外1名)

最終頁に続く

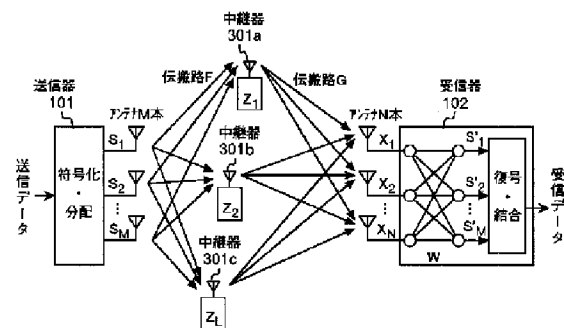
(54)【発明の名称】 多地点中継を行う無線伝送システム及びそれに使用する無線装置

(57)【要約】

【課題】MIMO通信システムにおいて、送信器と受信器が直接見通すことができる見通し伝搬環境においても通信路容量特性のよい通信方システム及びそのための無線通信装置を実現する。

【解決手段】符号化されたデータ及びトレーニング信号含む送信データを複数のアンテナにデータを分配し、所定のタイミングで上記複数のアンテナから無線信号として送信する送信器を持つ無線装置101と、上記無線信号を受信し、バッファに貯え、所定時間遅延させて送信を行う中継器301a...301cを持つ複数の無線装置と、複数の第二の無線装置301a...301cからの無線信号を複数のアンテナで受信し、受信した無線信号に多重化されている上記トレーニング信号を使用して、上記符号化されたデータを復調する受信器を持つ無線装置102とを有して構成される。各無線装置は中継の要否を判定し、中継の稼働を制御する制御信号を送信する。

図 3



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】符号化されたデータ及びトレーニング信号を含む送信データを複数のアンテナにデータを分配し、所定のタイミングで上記複数のアンテナから無線信号として送信する送信部を持つ第一の無線装置と、  
上記無線信号を受信し、バッファに貯え、所定時間遅延させて送信を行う中継器を持つ複数の第二の無線装置と、

上記複数の第二の無線装置からの無線信号を複数のアンテナで受信し、受信した無線信号に多重化されている上記トレーニング信号を使用して、上記符号化されたデータを復調する受信部を持つ第三の無線装置とを有して構成される無線中継伝送システム。

【請求項2】符号化データを複数のアンテナにデータを分配する手段と、分配されたデータを受信側で復元するためのトレーニング信号を上記データに多重化する手段と、

送信タイミングを制御する手段とを有し、複数のアンテナから無線信号を送信する送信器を持つ第一の無線装置と、

上記第一の無線装置が送信した信号を受信してバッファに貯える手段と、貯えた信号を所定時間遅延させて送信を行うタイミングを制御する手段とを有した中継器を持つ第二の無線装置と、

上記第二の無線装置から送信された無線信号を複数のアンテナで受信するために受信タイミングを制御する手段と、受信した無線信号に多重化されている上記トレーニング信号から上記第一の無線装置の送信器で複数のアンテナに分配したデータに復元する手段と、複数アンテナに分配されたデータをパラレルシリアル変換することで符号化されたデータとして結合し、受信データを得る手段とを有した受信器を持つ第三の無線装置とで構成される無線中継伝送システム。

【請求項3】上記第一の無線装置の符号化手段はデータ誤りに対する誤り訂正を行うために上記符号化データに冗長度を付加する符号化手段をもち、上記第三の無線装置の受信器は上記冗長度を用いて、上記符号化されたデータに対して誤り訂正復号処理を行う手段をもつ請求項2記載の無線中継伝送システム。

【請求項4】請求項2記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の受信電力測定を行い、上記パイロット信号の受信電力が閾値以上の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、上記パイロット信号受信電力が閾値以下になった場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の

停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

【請求項5】請求項2記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の信号対雑音電力測定を行い、上記パイロット信号の信号対雑音電力が閾値以上の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、上記パイロット信号信号対雑音電力が閾値以下になった場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

【請求項6】請求項2記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の信号対雑音電力の測定及び上記トレーニング信号を用いて伝搬路推定を行い、上記信号対雑音電力と上記伝搬路推定の結果から通信容量を計算し、上記通信容量が閾値以下の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、また、上記通信容量が閾値以上の場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

【請求項7】請求項2記載の無線中継伝送システムにおいて、送信器の送信タイミングと中継器の受信タイミング及び送信タイミングと受信器の受信タイミングを制御を上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号を基準として、そのオフセットを基地局から中継局と移動局に制御信号によって通知することによって中継時の動作タイミングを決定する無線中継伝送システム。

【請求項8】請求項1又は2記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一又は第二の無線装置のいずれかが位置的に固定設置され、上記第二の無線装置の代わりに無線信号を反射する反射物を上記固定設置された無線装置から直接見通すことができる見通し範囲内に設置した無線伝送システム。

【請求項9】移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される移動局であって、受信信号から制御信号及び上記基地局からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データを復元する受信部と、上記受信信号からの制御信号から上記複数の中継局による中継の要否を判別する中継判定部と、送信すべきデータを作り、送信

10

20

30

40

50

する送信部、上記制御信号を用いて、上記受信部及び送信部を制御すると共に、上記中継判定部の判定結果により上記基地局に対して中継開始要求又は中継停止要求の制御信号を作成し、上記送信すべきデータに上記中継開始要求又は中継停止要求の制御信号を加える制御部をもつことを特徴とする移動局。

【請求項10】移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される基地局であって、受信信号から制御信号及び上記移動局及び基地局間からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データを復元する受信部と、上記受信信号からの制御信号から上記複数の中継局による中継の要否を判別する中継判定部と、送信すべきデータを作り、送信する送信部、上記制御信号を用いて、上記受信部及び送信部を制御すると共に、上記中継判定部の判定結果により上記移動局及び中継局に対して中継動作指示の制御信号を作成し、上記送信すべきデータに上記動作指示の制御信号を加える制御部をもつことを特徴とする基地局。

【請求項11】移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される中継局であって、受信信号から制御信号及び上記移動局又は基地局からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データをバッファリングする中継器と、上記制御信号含まれる基地局パイロット信号又は上記送信データの電力を測定し、中継の要否を判別する中継判定部と、上記基地局パイロット信号を用いて送信タイミングを得る計算部と、上記送信タイミングで上記中継器の送信データを送信する送信部をもつことを特徴とする中継局。

【請求項12】MIMO通信方式以外の無線通信を行う送受信部をもつことを特徴とする請求項11記載の中継局。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線伝送システム及びそれに使用する無線装置、更に詳しく言えば、移動通信システム等の無線伝送システムにおいて送受信装置間に複数の中継装置を配した無線中継伝送システム及びそれに使用する無線装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の移動通信システムにおいて、送信器から1本の送信アンテナで送信された無線信号に対して、受信器の受信感度向上のために、2本の受信アンテナを用いて信号対雑音電力比(S/N)のよいアンテナからの受信信号を用いる選択ダイバーシチ受信や、2本の受信アンテナからの信号を信号対雑音電力比に応じて加算する合成ダイバーシチ受信が知られている。また、第三世代移動通信規格の標準化組織の一つである(3GPP: Third Generation Partnership Project)では、

2本の送信アンテナから同一の信号を送信することにより、無線信号が受信器まで到着する経路(伝搬路)において確率的に遮蔽物の影響を受けにくくし、受信器の受信感度を向上する送信ダイバーシチ技術が知られている。

【0003】一方、前記3GPPとは別の通信方式を検討する標準化組織(3GPP2)では、図1に示すように送信器101において送信データをM本の複数アンテナに分配して送信し、伝搬路Hを経て到着した無線信号を、受信器102でN本の複数アンテナにて受信し、信号処理によってN本の受信信号からM本の送信信号を求めて受信データを得るという通信方式(MIMO: Multiple Input Multiple Output)が提案されている。

【0004】前記MIMO方式の原理について説明する。送信器101においてM本に分配された送信信号ベクトルを $s=(s_1, s_2, \dots, s_M)$ とし、送信アンテナiから送信された信号 $s_i$ が $h_{ji}$ 倍されて、受信アンテナjで受信すると、受信アンテナjでの受信信号 $x_j$ は、次式(1)で表される。

$$x_j = \{\sum (h_{ji} \times s_i)\} + v_j \quad \{i=1 \sim M\} \quad \dots (1)$$

ここで、 $v_j$ は受信器102で受信アンテナjに重畳される雑音を表す。ここで、 $h_{ji}$ を要素とするN行×M列の行列H、受信信号ベクトル $x=(x_1, x_2, \dots, x_N)$ 、受信器102で重畳される雑音ベクトル $v=(v_1, v_2, \dots, v_N)$ を用いると、(1)式は次式(2)のように表現できる。

$$x = Hs + v \quad \dots (2)$$

(2)式の伝搬路行列Hと雑音ベクトルvが分かれば、受信信号xから送信信号sを求めることができる。しかし、通信する時間や場所によって送信器101と受信器102の間の伝搬状況が変化するため、伝搬路行列Hは一意に定まらない。そこで、送信信号にトレーニング信号をのせ、受信器102でトレーニング信号を受信し、この受信信号から送信信号を求めるための作用行列Wを計算する。この作用行列Wを求めることにより、伝搬路行列Hと雑音ベクトルvの状況をトレーニングによって学習したことになる。これにより、トレーニング期間以降に受信した受信信号xと作用行列Wを用いて、送信信号の推定値 $s'$ は次式(3)で表すことができる。

【0005】

【数1】

$$s' = W^T x \quad \dots (3)$$

このMIMO方式によれば、送信データを1本のアンテナから送る方式に比べて、理想的には送信アンテナ数倍(M倍)のデータ量を送ることが可能となるため、無線周波数帯域あたりの通信容量(周波数利用効率)が高い方式として期待されている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】上述のように、送信器101において複数アンテナに送信データを分配して送信し、受信器102で複数アンテナで受信した信号から

信号処理によって受信データを得るMIMO方式は、  
 (2)式に示される伝搬路Hの特性に依存した方式である。図2(a)に示すように、都市部のように建物が多く存在する場合、送信器101からの無線信号は多くの建物で反射し、様々な経路を経て受信器102に到着する。このような伝搬路をマルチパス伝搬環境と呼ぶ。また、図2(b)に示すように、送信器101と受信器102の間に障害物や反射する建物など何もないような伝搬路を見通し伝搬環境と呼ぶ。MIMO方式における通信路容量対送受信アンテナ数の特性をマルチパス伝搬環境と見通し伝搬環境と比較したものを図2(c)に示す。図2(c)より、マルチパス伝搬環境では送受信アンテナ数の増加に比例して通信路容量が増加するが、見通し伝搬環境ではマルチパス伝搬環境に比べて通信路容量が小さく送受信アンテナ数を増やしても通信路容量が増えなくなってくる。図2に示す例において、送信器101の送信アンテナ数を3・受信器102の受信アンテナ数を3とすると、受信信号 $x_1, x_2, x_3$ は(1)式を用いて、次式(4)(5)(6)のように表すことができる。

【0007】

$$x_1 = h_{11} s_1 + h_{12} s_2 + h_{13} s_3 + v_1 \quad \cdots (4)$$

$$x_2 = h_{21} s_1 + h_{22} s_2 + h_{23} s_3 + v_2 \quad \cdots (5)$$

$$x_3 = h_{31} s_1 + h_{32} s_2 + h_{33} s_3 + v_3 \quad \cdots (6)$$

マルチパス伝搬環境では、送信アンテナ201aから受信アンテナ202aへの経路と送信アンテナ201bから受信アンテナ202aへの経路が異なるため、伝搬路行列の要素 $h_{11}$ と $h_{12}$ は異なる値をとる。一方、見通し伝搬環境では、送信アンテナ201a・送信アンテナ201b間の距離に比べて、送信アンテナ201a・受信アンテナ202a間及び送信アンテナ201b・受信アンテナ202a間の距離が十分大きいので、受信アンテナ202aに対して送信アンテナ201aと送信アンテナ201bは同程度に見えるため、伝搬路行列要素 $h_{11}$ と $h_{12}$ は似た値となる。同様な理由により、 $h_{11}$ と $h_{13}$ ・ $h_{11}$ と $h_{21}$ が似た値となり、式(4)(5)(6)から送信信号 $s_1, s_2, s_3$ を分離するのが困難になる。

【0008】上述の理由により、MIMO方式は見通し伝搬環境に比べてマルチパス伝搬環境で通信路容量特性がよいといえる。一方、見通し伝搬環境においても、通信路容量のよいMIMO方式の提供が望まれる。

【0009】本発明は、このような背景の下になされたもので、MIMO通信方式において見通し伝搬環境でも通信路容量が確保できる無線伝送システム及びそれに用いる無線装置を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】上述の目的を達成するために、本発明は、MIMO通信方式、すなわち送信データを複数のアンテナに分配し無線送信する送信部をもつ無線装置と、上記無線送信された信号を複数のアンテナ

で受信し上記送信データする再生する受信部をもつ無線装置をもつ無線伝送システムにおいて、上記送信部をもつ無線装置と上記受信部をもつ無線装置の間に、複数の中継局を配置し、上記2つの無線装置のいずれかが、上記中継局を使用するか否かの判断を行う中継判断手段と、その判断に基づき、上記中継局の駆動制御を行う制御信号を送信する手段をもつ。

【0011】本発明の好ましい実施形態では、上記無線装置は移動通信における携帯端末のような移動局及び基地局である。

【0012】また、上記中継判断手段は、一方の無線装置が他方の上記無線装置から定期的に送信されるパイロット信号の受信電力又は上記パイロット信号の信号対雑音電力の測定を行い、上記パイロット信号の受信電力又は上記パイロット信号の信号対雑音電力が閾値以上の場合、中継局による中継の開始要求の制御信号を上記他方の上記無線装置に通知し、上記パイロット信号受信電力又は上記パイロット信号の信号対雑音電力が閾値以下になった場合、中継局による中継の停止要求の制御信号を上記他方の上記無線装置に通知するもの、一方の無線装置が他方の上記無線装置から定期的に送信されるパイロット信号の信号対雑音電力の測定を行い、上記一方の無線装置が送信するトレーニング信号から伝送伝搬路推定を行い、上記信号対雑音電力及び伝送伝搬路推定の結果から通信容量を計算し、上記通信容量が閾値以上の場合、中継局による中継の開始要求の制御信号を上記他方の上記無線装置に通知し、上記通信容量が閾値以下になった場合、中継局による中継の停止要求の制御信号を上記他方の上記無線装置に通知するものがある。

【0013】なお、送信すべきデータ及びその無線信号へ変調、無線受信受信から上記送信すべきデータの復調、再生処理は、従来のMIMO通信方式による無線装置と実質的に同じである。すなわち、送信部は、符号化された送信データをシリアルパラレル変換し、複数アンテナに分配する手段と、分配された送信データが受信器で復元することができるためのトレーニング信号を送信データに多重化する手段と、送信タイミングを制御する手段と送信データを複数アンテナから無線信号として送信する送信器をもち、また、受信部は、無線信号を複数のアンテナで受信するために受信タイミングを制御する手段と、受信した無線信号に多重化されているトレーニング信号から送信器で複数アンテナに分配された送信信号を復元する手段と、複数アンテナに分配された送信信号をパラレルシリアル変換することで符号化データとして結合する手段と、符号化データに対して誤り訂正処理して受信データを得る手段とを有した受信器をもつ。

【0014】本発明の多地点中継による無線伝送システムによれば、送信無線装置の送信と受信無線装置の受信器の間に中継器を介することにより、上記送信器から上記中継器までの伝搬路と上記中継器から上記受信器まで

の伝搬路が独立に生成されるため、多地点に中継器を設置することにより、マルチパス伝搬環境と同様な伝搬路特性を生成することができる。これにより、送信器と受信器の間や周囲に障害物や建物などがなく、直接見通すことができる見通し伝搬環境においても、中継器の導入によりマルチパス伝搬環境を作為的に作成し、通信路容量においてよい特性を保つことにより、送受信アンテナ数を増加させると通信路容量がよくなるマルチパス伝搬環境と同様な特性が得られる。

【0015】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施形態について説明する。図3は本発明による無線伝送システムの一実施形態の構成を示すブロック図を示す。無線伝送システムは、送信データに無線通信路の誤りを訂正できるように冗長度を付加する符号化処理を行い、符号化されたデータを複数のアンテナ(M本)に対応して $s_1, s_2, \dots, s_M$ と分配して送信する送信器101をもつ第1の無線装置と、上記複数のアンテナから送信された無線信号を中継する複数の中継器をもつ複数の第2の無線装置301a・301b・301cと、中継された無線信号を複数のアンテナ(N本)で受信し、受信データを得る受信器をもつ第3の無線装置とで構成される。

【0016】上記信号 $s_1, s_2, \dots, s_M$ は中継器301a・301b・301cのバッファに各々 $z_1, z_2, \dots, z_L$ として貯えられる。送信器101と中継器301a・301b・301cの間の伝搬路特性を表す行列を伝搬路Fとすると、中継器301a・301b・301cで貯えられた信号 $z_1, z_2, \dots, z_L$ は(2)式より次式(7)のように表すことができる。

【0017】 $z = Fs + v' \dots (7)$

ここで、 $v'$ は中継器301a・301b・301cで重畳される雑音を表す。中継器301a・301b・301cで貯えられた信号 $z_1, z_2, \dots, z_L$ は、バッファにより所定時間遅延させてから受信器102で送信される。中継器301a・301b・301cと受信器102の間の伝搬路特性を表す行列を伝搬路Gとすると、受信器102で受信した信号 $x_1, x_2, \dots, x_N$ は、(2)式と(7)式より式(8)のように表すことができる。

【0018】

$x = Gz + v'' = GFs + Gv' + v'' \dots (8)$

ここで、 $v''$ は受信器102で重畳される雑音を表す。送信器101で送信された信号 $s_1, s_2, \dots, s_M$ を、(8)式から代数的に求めるために、送信データに既知のトレーニング信号を多重化させて送信することにより、受信信号 $x_1, x_2, \dots, x_N$ から送信信号 $s_1, s_2, \dots, s_M$ を求めるための行列Wを後述のMMSE (Minimum Mean Square Error) のSMI (Sampled Matrix Inverse)法を使用することによって求めることができる。行列Wが求まると、送信器101でM本のアンテナに分割された信号を復元した $s_1', s_2', \dots, s_M'$ が次式(9)によって求めることができ

る。

【0019】

【数2】

$$s' = W^T x \dots (9)$$

(9)式で得られた送信アンテナM本の信号 $s_1', s_2', \dots, s_M'$ を結合し、結合したデータに対して誤り訂正復号処理を行うことにより受信データ、送信データを再生することができる。

【0020】図4は本発明による無線伝送システムを利用した移动通信システムの一実施形態の構成図を示す。移動局408の送信器101bから送信されたデータは、中継局407a・407b・407cの中継器301a・301b・301cを経て、基地局406の受信器102aで受信され、基地局406の制御を行う制御局405に送られる。移動局408のアプリケーションによって、制御局405に送られたデータは移动通信網404を介して他の移動局に送られて通話を行う場合もあれば、移动通信網404とインターネット402を接続するためのゲートウェイ装置403を介してインターネット402に接続し、インターネット上のサーバ401に送られ、サーバが提供するサービスに対してリクエストすることができる。サーバ401から移動局408に送られるデータは、インターネット402、ゲートウェイ装置403、移动通信網404、制御局405を介して基地局406に送られ、さらに基地局406の送信器101aから送信されたデータは、中継局407a・407b・407cの中継器301a・301b・301cを経て、移動局408の受信器102bによって受信される。中継局を構成する装置は、通信事業者による固定設置の設備である場合や、通話機能と中継機能を設けたユーザ端末装置である場合がある。

【0021】図5は、図4の移動局と基地局間の無線伝送における伝送開始時の動作フロー図を示す。移動局408と基地局406の間で、中継局407a, 407b, 407cを介さないで、通信を行っている状態を非中継状態と呼ぶことにする。非中継状態において、移動局408は中継を行うべきかどうかの判定を行う。

【0022】上記判定の第1の方法は、基地局406からパイロット信号を定期的に送信し、移動局408で受信したパイロット信号の信号対雑音電力( $S/N$ )を測定する。信号対雑音電力( $S/N$ )が閾値を超えていた場合、基地局からのパイロット信号が十分に大きいため見通し伝搬路であると判断して中継開始の判定を行う。

【0023】上記判定の第2の方法は、上記信号対雑音電力( $S/N$ )の代わりに受信電力を用いる方法もあげられる。

【0024】上記判定の第3の方法は、基地局406からパイロット信号と上述のトレーニング信号を定められたタイミングで定期的に送信し、移動局408でトレーニング信号をもとに伝搬路推定を行い通信路容量を計算



して、通信路容量と閾値を比較することにより、中継を行うことで通信路容量特性がよくなると判断した場合に中継開始の判定を行う方法があげられる。

【0025】中継開始の判定がなされた場合、移動局408から基地局406に対して中継開始要求を表す制御信号が送られる。基地局406は、上記中継開始要求を表す制御信号を受け取ると、基地局406で管理している中継局数Nが中継開始要求で要求されている中継局の最低必要数（閾値M）を満たしているかどうかを判断し、満たしている場合には中継局と移動局に対して中継開始

を通知する中継動作指示の制御信号を送信する。中継局数Nが閾値Mを満たしていない場合は、中継動作指示の制御信号を送信せず、移動局408からの中継開始要求を棄却する。中継動作指示を受け取った移動局408・中継局407a・407bは、中継動作指示で指定されたタイミングでデータの送受信を行う。

【0026】各中継局407a・407b・407cは、移動局408や基地局406からデータを受け取ると、バッファに取り込んでから所定時間遅延させて送信するが、バッファに取り込んだデータを送信すべきかどうか送信判定を行う。送信判定の方法は、基地局406から定期的に送信されるパイロット信号の受信電力を測定し、閾値よりも小さい場合は基地局406から遠いため中継に関与しても効果が少ないと判断して送信をやめたり、送信局（移動局408又は基地局406）から受信した信号の受信電力が閾値よりも小さい場合は、送信局からの距離が遠いため中継に関与しても効果が少ないと判断して送信をやめる方法がある。図5では、基地局406から送信した信号Data\_D(1)が中継局407aにおいて送信判定を行った結果、移動局408への送信を止めている例を示す。

【0027】図6(a)及び(b)は、それぞれ本発明による無線伝送システムの一実施形態における多地点中継伝送停止の場合の基地局主導時及び移動局主導時の動作フロー図を示す。

【0028】基地局主導時の場合(a)

中継局407aが中継機能をもつユーザ端末装置である場合、中継局407aの移動によって隣の基地局に切り替える（ハンドオーバー）ことが生じる。ハンドオーバーを行う際は、中継局407aと基地局406との間で制御信号がやりとりされるため、基地局406では中継局数の増減を把握することが可能である。よって、中継局数Nが中継動作に必要な中継局数（閾値L）を満たせない場合には、基地局406から中継停止を表す中継動作指示の制御信号を送信する。これを受け取った移動局408・中継局407a・407bは、中継動作を停止して移動局408と基地局406間で直接通信を行う。

【0029】移動局主導時の場合(b)

中継動作中に、移動局408にて中継判定を行い、中継判定で中継停止と判断した場合には中継停止要求の制御

信号を基地局406に送信する。中継判定の方法としては、基地局406のパイロット信号の信号対雑音電力（S/N）もしくは受信電力を測定し、閾値以下になった場合に基地局406との伝搬環境が見通し伝搬環境ではなくなったとして中継停止と判断する。また別の方法は、トレーニング信号から伝搬路推定を行い、基地局406のパイロット信号からS/Nを求め、伝搬路推定結果とS/Nから通信路容量を計算して、通信路容量が閾値以下になったときに中継伝送による効果がなくなったとして中継停止を判断する方法がある。基地局406は、中継停止要求を移動局408から受け取ると中継局407a・407b・移動局408に対して中継停止を表す中継動作指示の制御信号を発行することによって中継動作を停止させる。

【0030】図7は本発明による無線伝送システムの一実施形態における制御信号のメッセージフォーマットを示す。図7(a)は、移動局408から基地局406への中継開始要求と中継停止要求の制御信号のフォーマットである。LENはword=32bitとした時のword数を表し、MSGは制御信号の種別を表し、Opで中継する経路が移動局408から基地局406方向（アップリンク）なのか、基地局406から移動局408方向（ダウンリンク）なのか、双方向なのかを表す。Num\_M（閾値M）は、基地局406で管理している中継局数がこれより大きければ中継を開始すると判断し、Num\_L（閾値L）は中継局数がこれより小さければ中継を停止すると判断するために用いる。

【0031】図7(b)は、基地局406から移動局408・中継局407a・407b・407cへの中継動作指示の中継開始と中継パラメータ更新を表すフォーマットである。UIDは移動局408・中継局407a・407b・407c各々のID番号を示す。DST・LENは基地局406から移動局408方向（ダウンリンク）において、基地局406の送信タイミングを図9(a)に示すように規定するものである。UST・ULENは移動局408から基地局406方向（アップリンク）において、移動局408の送信タイミングを図9(b)に示すように規定するものである。RXLは、中継局407a・407b・407cにおいて中継するデータの送信判定に用い、中継データの受信電力がこれより小さければ中継しない。TXLは、中継局407a・407b・407cにおいて中継するデータの送信判定に用い、基地局が定期的に送信するパイロット信号の受信電力がこれより小さければ中継しない。GAIN\_Kは、中継局407a・407b・407cにおいて中継するデータの受信電力に対して、何倍の送信電力で送信するかを規定するものである。

【0032】図7(c)は、上記実施形態における基地局406から移動局408・中継局407a・407b・407cへの中継動作指示の中継停止を表すフォーマットである。

ット図である。図8は本発明による無線伝送システムの一実施形態における中継局の中継動作説明のフロー図を示す。非中継状態において(s1)、基地局406から中継動作指示の制御信号を受信した場合(s2)、指示内容が中継開始ならば中継状態に移行し、指示内容が中継停止・パラメータ更新ならば非中継状態のまま継続する(s3)。中継状態に移行した場合は(s4)、中継データを受信すると(s5)、バッファにデータを取り込み、このデータを送信すべきかどうか送信判定を行う(s6)。送信判定の方法は、中継データの受信電力が中継動作指示の制御信号で指定された閾値RXLよりも大きい場合、かつ基地局406が定期的に送信するパイロット信号の受信電力が中継動作指示の制御信号で指定された閾値TXLよりも大きい場合に送信するものとし(s7)、上記以外の場合においては中継データを破棄する(s8)。これは、移動局408又は基地局406からの無線伝搬環境が悪い状態もしくは距離が遠い場合には中継しない方がよいと中継局407aで独自に判断する。送信すると判定した場合には、中継動作指示の制御信号で指定されたタイミングでバッファからデータを

取り出して送信する。中継状態において、中継動作指示の制御信号を受信した場合(s9)、その内容を判別し(s10)、内容が中継停止の場合は非中継状態に移行し、指示内容がパラメータ更新の場合(s11)は送信タイミングなどの中継動作パラメータを更新して(s12)中継状態を維持し、指示内容が中継開始の場合は特に何もせずに中継状態を維持する。

【0033】図9は本発明による無線伝送システムの一実施例における多地点中継伝送時の送受信タイミング図を示す。基地局406から移動局408方向(ダウンリンク)では、基地局406が定期的に送信しているパイロット信号を基準として、中継動作指示の制御信号で規定したDSTだけずれたタイミングで基地局406から送信信号が送信される。送信信号には、基地局406で複数アンテナに分配した信号を移動局408でMIMOによって求めるために必要なトレーニング信号と、ユーザアプリケーションのデータが多重されている。送信信号は、中継動作指示の制御信号で規定したDLNの長さ継続して送信される。

【0034】中継局407a・407bは基地局406からの送信信号を受信するとDLNだけ遅延させたタイミングで移動局408に対して送信する。移動局408では、基地局406から直接波として届いた受信信号と、中継局407a・407b経由で届いた受信信号を合成することによりMIMOによって受信データを復元する。移動局408から基地局406方向(アップリンク)では、基地局406が定期的に送信しているパイロット信号を基準として、中継動作指示の制御信号で規定したUSTだけずれたタイミングで移動局408から送信信号が送信される。送信信号には、移動局406で複

数アンテナに分配した信号を基地局406でMIMOによって求めるために必要なトレーニング信号と、ユーザアプリケーションのデータが多重されている。

【0035】送信信号は、中継動作指示の制御信号で規定したULNの長さ継続して送信される。中継局407a・407bは移動局408からの送信信号を受信するとULNだけ遅延させたタイミングで基地局406に対して送信する。基地局406では、移動局408から直接波として届いた受信信号と、中継局407a・407b経由で届いた受信信号を合成することによりMIMOによって受信データを復元する。

【0036】図10は本発明による無線伝送システムで使用される移動局の一実施形態の構成を表すブロック図である。移動局408は、無線区間の無線信号を送受信するための複数のアンテナ1001a・1001b・1001cと、アンテナ1001a・1001b・1001cからの受信信号に対するフィルタ処理とアナログ信号からデジタル信号に変換するA/D変換処理を行い、かつアンテナ1001a・1001b・1001cへの送信信号に対してデジタル信号からアナログ信号に変換するD/A変換処理とフィルタ処理・電力増幅を行う無線部1002と、無線部1002からの受信信号に対し基地局406で複数アンテナに分配された送信信号を復元し、誤り訂正処理を施して受信信号を得て、かつ無線部1002への送信信号に対して誤り訂正が行えるように冗長度を付加する符号化処理を行い、複数アンテナ1001a・1001b・1001cへ分配し基地局406で復元できるためのトレーニング信号を多重化する機能を有するモデム部1006と、モデム部1006から得た受信信号から制御信号を抽出して呼接続や中継動作に関するプロトコル処理を行い、中継時の送受信タイミングを制御する制御部1016と、制御部1016で受けた受信信号を外部入出力インタフェースにあわせてスピーカに音声出力したり、マイクなど外部入出力からの入力信号を制御部の制御信号と多重化してモデム部1006に渡す通話部1021とで構成される。以下に信号の流れに従って各ブロックを詳細に説明する。アンテナ1001a・1001b・1001cで受信した無線信号は無線部1002において共用器1003a・1003b・1003cによって受信部1004a・1004b・1004cに分けられる。受信部1004a・1004b・1004cでは、受信信号に対してフィルタ処理を行いベースバンド信号処理帯域に変換し、アナログ信号をデジタル信号に変換(A/D変換)してモデム部1006に渡す。モデム部1006では、受信信号は信号分離1007によって、基地局パイロット信号と基地局信号に分離される。基地局基準タイミングサーチ1008では、基地局パイロット信号を同相加算することでパイロット信号が送られているタイミングを検出することができる。中継判定回路1009では、中継動

作を行うかどうかを判定する。中継動作の判定方法としては、基地局パイロット信号の信号対雑音電力( $S/N$ )の閾値比較、もしくは基地局信号の伝搬路推定結果とパイロット信号の $S/N$ から通信路容量を計算し閾値比較して判定する方法があげられる。中継判定回路1009より中継開始又は中継停止のトリガが発生すると制御部1016のプロトコル処理部1019に通知され、移動局408から基地局406に対して中継開始要求又は中継停止要求の制御信号が送信される。受信器102では、基地局信号の受信信号 $x_1, x_2, \dots, x_N$ からMIMOによって基地局の送信信号 $s_1', s_2', \dots, s_M'$ を計算するMIMO復調器1010と、基地局の送信信号をパラレルシリアル変換して符号化データに戻すP/S変換器1011と、符号化データに対する誤り訂正を行い復号処理する誤り訂正復号器1012とを含む。復号された受信データは、制御部1016の信号分離1018で、制御信号とデータとに分離される。制御信号は、プロトコル処理部1019にて呼接続に必要なプロトコル処理や、本発明に必要な制御信号として活用され、基地局406からの中継動作指示の制御信号は、中継動作指示データ1020として保存される。送受信タイミング計算部1017では、基地局基準タイミングサーチ1008で検出したパイロット信号タイミングと中継動作指示データ1020で規定される送受信タイミングを元に、MIMO復調器1010に必要なタイミング信号(中継モード: MODE、直接波: DR\_EN、中継局波: RP\_EN)と、MIMO変調器1013に必要なタイミング信号(送信イネーブル: TX\_EN)を生成する。

【0037】 通話部1021では、信号分離1018から得られたデータをコーデック1023に渡すと、例えば音声符号化されたデータを外部入出力1024のインタフェースにあわせた信号に変換して、外部入出力1024からスピーカなどを通じて出力される。また、マイクなどから取り込まれたデータは外部入出力1024を介して、コーデック1023によって音声符号化の処理がなされる。多重化回路1022では、プロトコル処理部1019からの制御信号とコーデック1023からのデータを送信データとして多重化処理する。多重化された送信データは、送信器101に渡される。

【0038】 送信器101では、誤り訂正符号器1015によって誤り訂正のために冗長信号をのせた符号化データに変換し、S/P変換器1014によってシリアルパラレル変換することにより複数の送信アンテナに送信データを分配し、MIMO変調器1013でトレーニング信号を送信データに多重化して、無線部1002の送信部1005a・1005b・1005cにデータを送る。送信部1005a・1005b・1005cでは、デジタル信号をアナログ信号に変換(D/A変換)し、電力増幅とフィルタ処理を行って共用器1003a・1003b・1003cを介してアンテナ1001a・1

001b・1001cから送信データが無線信号として送信する。図11は移動局408における送受信タイミング計算部1017のタイミング図を示す。図11(a)は、非中継時における動作を示しており、基地局406からはパイロット信号と基地局信号が送信されている。中継モード(MODE)は、非中継を表すローレベルで固定出力となる。基地局406からの直接波(DR\_EN)は、パイロット信号の区間でローレベル出力となり基地局信号の区間でハイレベル出力となる。中継局407a・407b・407cからの間接波である中継局波(RP\_EN)はローレベル固定出力となる。移動局408の送信タイミング(TX\_EN)は、パイロット信号の区間でローレベル出力、移動局送信時間でハイレベル出力となる。図11(b)は、中継時の動作を表している。中継モード(MODE)は、中継を表すハイレベルで固定出力となる。基地局406からの直接波(DR\_EN)は、パイロット信号を基準として中継動作指示データ1020で規定されたDSTずれたタイミングから、同じく中継動作指示データ1020で規定されたDLENの長さまでハイレベル出力となる。次のDLENの長さでローレベルとなり、次のパイロット信号の区間までハイレベルとローレベルを交互に繰り返す。

【0039】 中継局407a・407b・407cからの間接波である中継局波(RP\_EN)は、前記DR\_ENがDLENの長さローレベルとなっている区間でハイレベル出力となり、それ以外でローレベル出力となる。移動局408の送信タイミング(TX\_EN)は、パイロット信号を基準として中継動作指示データ1020で規定されたUSTずれたタイミングから、同じく中継動作指示データ1020で規定されたULENの長さまでハイレベル出力となる。次のULENの長さでローレベルとなり、次のパイロット信号の区間までハイレベルとローレベルを交互に繰り返す。

【0040】 図12は移動局におけるMIMO復調器1010とP/S変換器1011の構成を示すブロック図である。図12は移動局について書いてあるが、基地局のMIMO復調器、P/S変換器も同じ構成である。以下に動作概要について説明する。信号分離1007で分離された基地局信号は、MIMO復調器1010の前処理部1216a・1216b・1216cへ送られる。前処理部1216a・1216b・1216cの構成及び動作は同じである。中継時にはデマルチプレクサ1217、バッファ1218、加算器1219で処理された基地局信号が選択器1220で選択され、非中継時には基地局信号が選択される。なお、デマルチプレクサ1217、バッファ1218、加算器1219の詳細な動作については後述する。デマルチプレクサ1221へ送られた信号は、デマルチプレクサ1221でトレーニング信号とデータとに分離される。トレーニング信号はウェイト計算部1212a・1212b・1212cに、デ

10

20

30

40

50

ータは積和演算部1211a・1211b・1211cに送られる。ウェイト計算部1212aと積和演算部1211aとにより、第1の送信アンテナから送信されたデータの推定値s'1を求める処理が行われる。ウェイト計算部1212aでは、第1の送信アンテナ以外の送信アンテナから送信された成分を除去するための重みW11、W21、W31が算出される。この重みを使用して、積和演算部1211aで積和演算が行われ、第1のアンテナから送信されたデータの推定値s'1が算出される。同様に、ウェイト計算部1212b、積和演算部1211bにより第2の送信アンテナから送信されたデータの推定値s'2が、ウェイト計算部1212c、積和演算部1211cにより第3の送信アンテナからの送信データの推定値s'3が算出される。

【0041】推定値s'1、s'2、s'3は、復調器1215a・1215b・1215cで復調され、P/S変換器\*

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{E}[\hat{\mathbf{x}} \hat{\mathbf{x}}^T] \quad \dots(10)$$

$$\mathbf{r}_m^{(m)} = \mathbf{E}[\hat{\mathbf{x}} \hat{\mathbf{s}}_m] \quad \dots(11)$$

$$\mathbf{w}_m = \mathbf{R}_m^{-1} \mathbf{r}_m^{(m)} \quad \dots(12)$$

を計算することで重みを求めることができ、また、積和演算部1211a・1211b・1211cにおいて、

【0043】

【数4】

$$\mathbf{s}'_m = \mathbf{w}_m^T \mathbf{x} \quad \dots(13) \quad ※$$

- $M$  : 送信アンテナの数
- $N$  : 受信アンテナの数
- $\hat{s}_m$  :  $m$  番目の送信アンテナから送信したトレーニング信号の値
- $s_m$  :  $m$  番目の送信アンテナから送信したデータの値
- $\hat{\mathbf{s}}$  :  $\hat{\mathbf{s}} = (\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_M)^T$  であたえられる  $M$  次ベクトル
- $\mathbf{s}$  :  $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_M)^T$  であたえられる  $M$  次ベクトル
- $\hat{\mathbf{x}}_n$  :  $n$  番目の受信アンテナ受信値(トレーニング信号に対する受信値)
- $\mathbf{x}_n$  :  $n$  番目の受信アンテナ受信値(データに対する受信値)
- $\hat{\mathbf{x}}$  :  $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_N)^T$  であたえられる  $N$  次ベクトル
- $\mathbf{x}$  :  $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_N)^T$  であたえられる  $N$  次ベクトル
- $\mathbf{R}_m$  : トレーニング信号の受信ベクトル $\hat{\mathbf{s}}$ の相関行列( $N \times N$  次)
- $\mathbf{r}_m^{(m)}$  :  $\hat{\mathbf{x}}$  と  $\hat{\mathbf{s}}_m$  の相関ベクトル( $N$  次)
- $\mathbf{w}_m$  :  $m$  番目の送信アンテナからのデータを求めるウェイトベクトル( $N$  次)。  $\mathbf{w}_m = (w_{1m}, \dots, w_{Nm})^T$

( $\cdot$ ) は複素共役、( $\cdot$ )<sup>T</sup> は転置を意味する。

中継時における、デマルチプレクサ1217、バッファ1218、加算器1219の動作について説明する。基地局信号がデマルチプレクサ1217にて、基地局のアンテナから直接受信した基地局信号(図9参照。以後、直接波信号)と、中継器で中継した後に送信した基地局信号(以後、中継波信号)とに分離される。直接波信号は、バッファ1218に一旦記憶されることにより図9のDLE N分の遅延がかけられ、加算器1219にて中継波信号と加算される。この遅延と加算の処理により、基地局のアンテナから送信された信号が、非中継時の伝搬路と中継時の伝搬路を合成した伝搬路を伝搬し、移動局に到達したとみなすことができる。合成後の伝搬路

\*1011にてシリアルデータに変換され、誤り訂正復号器1012へ送られる。ウェイト計算部1212a・1212b・1212c、積和演算部1211a・1211b・1211cの詳細について説明する。ウェイト計算部1212aと積和演算部1211aでは、第1の送信アンテナからの信号を希望波とみなし、第1の送信アンテナ以外の送信アンテナからの信号を干渉波とみなし、アダプティブアレーアンテナで用いられる干渉波除去アルゴリズムを適用することにより、第1の送信アンテナからの信号が推定される。他の送信アンテナからの信号についても同様の方法で推定される。たとえば、MMSE(Minimum Mean Square Error)におけるSMI(Sampled Matrix Inverse)法を使用する場合は、ウェイト計算部1212a・1212b・1212cにおいて、

【0042】

【数3】

$$\dots(10)$$

$$\dots(11)$$

$$\dots(12)$$

※を計算することで、推定値s'1、s'2、s'3を求めることができる。ただし、次に示すとおり定義される。

【0044】

【数5】

は、伝搬路がさらにマルチパス伝搬環境に近づくことが期待できるため、通信路容量の向上が期待できる。しかし、直接波信号が中継波信号よりも格段に大きい場合には、中継方式を行わない場合と等価になってしまう。このような場合には、加算器1219を重み付き加算器に変更し、直接波信号と中継波信号の比率が適切となるように重みを調整する。

【0045】図13は移動局におけるS/P変換器1014とMIMO変調器1013の構成を示すブロック図である。図13は移動局について説明するが、基地局のS/P変換器、MIMO変調器も同じ構成である。動作概要について説明する。誤り訂正符号器1015で符号

化されたデータは、S/P変換器1022で送信アンテナ数分の幅の平行データに変換される。トレーニング信号生成部1303では、各送信アンテナから送信されたデータを受信側において分離するため、及び、伝搬路を推定するために使用されるトレーニング信号が生成される。平行データとトレーニング信号とがマルチプレクサ1302にて時分割多重される。時分割は、TX\_EN信号の立ち上がり基準として、あらかじめ決められたタイミングで行われる(図11)。時分割多重された信号は、変調器1304で複素ベースバンド信号s1, s2, s3に変調され、無線部1002を経て、アンテナから送信される。トレーニング信号生成部1303で生成されるトレーニング信号について説明する。受信側でデータの分離を可能とするために、各アンテナから送信されるトレーニング信号の間には、相互相関が低いという性質が必要とされる。また、伝搬路推定を可能とするためには、トレーニング信号の自己相関関数がデルタ関数的であることが必要とされる。たとえば、プリファードペアであるM系列をトレーニング信号とすれば、近似的にこの性質が満たされる。

【0046】図14は中継判定回路1009の構成を示すブロック図である。中継判定回路1009は、中継を行うか行わないかを判定する回路である。図14には、受信S/Nによる判定と、通信路容量による判定の2種類の実施例を1つの図に示す。選択器1407は、どちらか一方の実施例が選択されることを意味する。まず、受信S/Nによる判定では、見通し伝搬環境における受信S/Nは、マルチパス伝搬環境の受信S/Nよりも非常に大きいことを利用する。基地局パイロットを用いて受信S/N測定部1403で測定した受信S/Nと、あらかじめ決めてあるS/Nの閾値とが、比較器1405で比較される。受信S/Nの方が大きい場合には比較器1405から「中継開始」が出力されTR\_ENがハイ \*

\* レベルとなり、受信S/Nの方が小さい場合には「中継停止」が出力されTR\_ENがローレベルとなる。

【0047】次に、通信路容量による判定では、見通し伝搬環境における通信路容量は、マルチパス伝搬環境の通信路容量よりも小さいことを利用する。基地局信号の中から、基地局から移動局に直接届いた(中継されていない)信号のトレーニング信号がトレーニング信号分離部1401で抽出される。このトレーニング信号を用いて、伝搬路推定部1402にて、基地局と移動局の間の伝搬路行列Hが推定される。伝搬路推定には、たとえば、パルス圧縮法(笹岡秀一著、ウェーブサミット講座 移動通信、pp47~48、オーム社出版局、ISBN4-274-07861-2)が使用される。伝搬路行列Hと受信S/Nを用いて通信路容量計算部1404で非中継時における通信路容量が推定される。推定した通信路容量と、予め決めてある通信路容量の閾値とが比較器1406で比較され、推定値の方が小さい場合には比較器1406から「中継開始」が出力されTR\_ENがハイレベルとなり、推定値の方が大きい場合には「中継停止」が出力されTR\_ENがローレベルとなる。

【0048】通信路容量計算部1404の詳細について説明する。MIMOにおける通信路容量Cは、

【0049】

【数6】

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_N + \frac{P}{MQ} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad \cdots (14)$$

であたえられる(F.R.Farrokhi他、Link-Optimal Space-Time Processing with Multiple Transmit and Receive Antennas, IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL.5, NO.3 March 2001)。ここで、次に示すとおり定義される。

【0050】

【数7】

- $P_m$  : m番目の送信アンテナの平均送信電力。
- $P$  : 全送信電力。 $P = \sum_{m=1}^M P_m$
- $Q$  : 各受信アンテナに加わる平均雑音電力。
- $\mathbf{I}_N$  : N次単位行列。
- $\mathbf{H}$  : 送信器と受信器の間の伝搬路行列(N×M次)。
- $C$  : 帯域あたりの通信路容量[bit/s/Hz]

( $\cdot$ )<sup>H</sup>は複素共役転置を意味する。

受信S/Nと推定した伝搬路行列を用いて(14)式により通信路容量が計算される。

【0051】図15は本発明による中継局の一実施形態の構成を示すブロック図である。中継局407aは、無線区間の無線信号を送受信するためのアンテナ1501とアンテナ1501からの受信信号に対するフィルタ処理とアナログ信号からデジタル信号に変換するA/D変換処理を行い、かつアンテナ1501への送信信号に対してデジタル信号からアナログ信号に変換するD/A変換処理とフィルタ処理・電力増幅を行う無線部15

02と、無線部1502からの受信信号をバッファにとり込んで、所定時間遅延させて中継を行う中継器を有し、中継のための制御信号を送受信するために復調と誤り訂正処理を施して受信信号を得て、かつ無線部1002への送信信号に対して誤り訂正が行えるように冗長度を付加する符号化処理を行い変調する機能を有するモデム部1506と、モデム部1506から得た受信信号から制御信号を抽出して呼接続や中継動作に関するプロトコル処理を行い、中継時の送受信タイミングを制御する制御部1517と、制御部1517で受けた受信信号を

外部入出力インタフェースにあわせてスピーカに音声出力したり、マイクなど外部入出力からの入力信号を制御部の制御信号と多重化してモデム部1506に渡す通話部1526とで構成される。

【0052】ここで、中継局407は、中継する信号以外にも中継局407が送受信する制御信号やデータを多重化して処理できる構成となっている。なお、中継器407aにおいても、複数アンテナを有しMIMO復調とMIMO変調を行う装置であってもよい。この実施例では、中継器においてはMIMOによる処理を行わない例を示しており、中継局に対する制御信号はMIMO変調がかからない無線信号で通信されるものとする。以下に信号の流れに従って各ブロックを詳細に説明する。アンテナ1501で受信した無線信号は無線部1502の共用器1503を介して受信部1504に渡される。受信部1504では、受信信号に対してフィルタ処理を行いベースバンド信号処理帯域に変換し、アナログ信号をデジタル信号に変換(A/D変換)してモデム部1506に渡す。モデム部1506では、受信信号は信号分離1507によって、基地局パイロット信号と送信局信号に分離する。サーチ1512では、基地局パイロット信号を同相加算することでパイロット信号が送られているタイミングを検出する。

【0053】送信局信号は中継器301でバッファにとり込まれ、制御部1517の送信タイミング計算部から得られる受信イネーブル(RX\_EN)と送信イネーブル(TX\_EN)、中継判定1522から得られる中継イネーブル(TR\_EN)によって中継して送信するタイミングを制御し、送信電力計算部1525から得られる送信電力値に設定して送信する。前記の信号を生成するために、信号分離1507で分離された送信局信号は、復調器1508で変調信号を元に戻す復調処理を行い、誤り訂正復号器1515にて誤り訂正を行い復号処理をして受信データを得る。受信データは、制御部1517の信号分離1518で制御信号とユーザアプリケーションのデータに分離され、制御信号はプロトコル処理部1521で呼続処理シーケンスや本発明の中継動作指示の制御信号を処理する。中継動作指示の制御信号は、中継動作指示データ1523として蓄えられる。

【0054】電力測定部1513では、基地局パイロット信号の受信電力を測定し、比較器1519で中継動作指示データ1523の閾値TXLより大きければ中継を行い、そうでなければ中継を行わないように中継判定1522で判定される。同様に、電力測定部1514では送信局信号の受信電力を測定し、比較器1520で中継動作指示データ1523の閾値RXLより大きければ中継を行い、そうでなければ中継を行わないように中継判定1522で判定される。送信電力計算部1525は、電力測定部1514の送信局信号の受信電力に対して、中継動作指示データ1523のGAIN\_K倍した値で

送信電力の設定値を計算する。

【0055】通話部1526では、信号分離1518で分離したデータはコーデック1528を介して外部入出力1529のインタフェースにあわせた信号変換が行われスピーカなどから音声出力される。また、マイクなどからの音声入力信号は、外部入出力1529を経由してコーデック1528で情報源符号化処理がなされ、多重化回路1527でプロトコル処理部1521からの制御信号とコーデック1528からのデータが多重化されモデム部1506の誤り訂正符号器1516に渡される。

【0056】誤り訂正符号器1516では、誤り訂正を行うための冗長度を付加する符号化処理を行い、変調器1511によって無線伝送方式にあった変調処理を行う。多重化回路1510では、中継器301からの中継データと、変調器1511からの変調信号を多重化して、無線部1502の送信部1505に渡す。送信部1505では、デジタル信号をアナログ信号に変換(D/A変換)し、電力増幅とフィルタ処理を行って共用器1503を介してアンテナ1501から送信データを無線信号として送信する。

【0057】中継局は、MIMO通信方式の専用装置とし構成する他に、MIMO通信方式でない無線通信に使用する無線送受信部をもつ無線装置として構成してもよい。

【0058】図16は中継局407における中継器301の入出力タイミングを説明するためのタイミング図である。この図においては、基地局406から移動局408方向(ダウンリンク)の中継を例にとって説明する。送信タイミング計算部1524において受信イネーブル(RX\_EN)は、基地局406が定期的に送信するパイロット信号の基準をサーチ1512で検出し、これに対して中継動作指示データ1523で規定されたDSFズれたタイミングから中継動作指示データ1523で規定されたDLENの長さハイレベル出力となり、続くDLENの長さローレベル出力となる。次のパイロット信号に至るまでの間、DLENの長さでハイレベルとローレベルが交互に繰り返される。送信イネーブル(TX\_EN)は、受信イネーブル(RX\_EN)に対してDLEN遅れたタイミングでDLENの長さでハイレベルとローレベルを繰り返す。中継器301に入力された信号は、受信イネーブル(RX\_EN)がハイレベル出力のタイミングでバッファにとりこみ、送信イネーブル(TX\_EN)と前記の中継判定1522によって得られる中継イネーブル(TR\_EN)がハイレベルのときに、バッファからデータを取り出して送信する。

【0059】図17は本発明による基地局の一実施例の構成を示すブロック図である。基地局406は、無線区間の無線信号を送受信するための複数のアンテナ1701a・1701b・1701cと、アンテナ1701a・1701b・1701cからの受信信号に対するフィ

ルタ処理とアナログ信号からデジタル信号に変換するA/D変換処理を行い、かつアンテナ1701a・1701b・1701cへの送信信号に対してデジタル信号からアナログ信号に変換するD/A変換処理とフィルタ処理・電力増幅を行う無線部1702と、無線部1702からの受信信号に対し、移動局408で複数アンテナに分配された送信信号を復元し、誤り訂正処理を施して受信信号を得て、かつ無線部1702への送信信号に対して誤り訂正が行えるように冗長度を付加する符号化処理を行い、複数アンテナ1701a・1701b・1701cへ分配し、移動局408で復元できるためのトレーニング信号を多重化し、移動局408と中継局407a・407b・407cが基準タイミングを生成するのに必要なパイロット信号生成を行うモデム部1706と、モデム部1706から得た受信信号から制御信号を抽出して呼接続や中継動作に関するプロトコル処理を行い、中継時の送受信タイミングを制御する制御部1712と、制御部1712から受けた受信信号を制御局405に渡したり、制御局405からの信号と基地局406から発生する信号を多重化してモデム部1706に渡すための局間IF1717とで構成される。以下に信号の流れにそって詳細に説明する。

【0060】アンテナ1701a・1701b・1701cで受信した無線信号は無線部1702の共用器1703a・1703b・1703cを介して受信部1704a・1704b・1704cに渡される。受信部1704a・1704b・1704cでは、受信信号に対してフィルタ処理を行いベースバンド信号処理帯域に変換し、アナログ信号をデジタル信号に変換(A/D変換)してモデム部1706に渡す。モデム部1706では、受信信号はDEMUX1707によって、移動局別に分離して各受信器102a・102bに振り分ける。各受信器102a・102bでは、MIMO復調器1010a・1010bによって移動局で複数アンテナに分配した送信信号を復元し、復元した複数アンテナ分の送信信号をP/S変換器1011a・1011bによって符号化データに戻し、誤り訂正復号器1709a・1709bによって符号化データに対する誤り訂正を行う復号処理を施して受信データを得る。受信データは制御部1712に渡され、信号分離1714によって制御信号とユーザアプリケーションのデータに分離される。制御信号は、プロトコル処理部1715にて扱われ、呼接続や中継動作のためのプロトコル処理を行う。各ユーザごとに発行した中継動作指示の制御信号の内容を中継動作指示データ1716a・1716bに保持し、ここで定義したタイミングパラメータ(DST・DLEN・UST・ULEN)を基に送受信タイミング計算部1713a・1713bでMIMO復調器1010a・1010bに必要なタイミング信号(中継モード:MODE、直接波:DR\_EN、中継局波:RP\_EN)とMIMO変調

器1013bに必要なタイミング信号(送信イネーブル:TX\_EN)を発生する。信号分離1714で分離された複数のユーザアプリケーションのデータは局間IF1717でMUX1720で多重化され制御局405に送信される。また、制御局405から受信したデータとプロトコル処理部1715が発生した制御信号を多重化回路1719で多重化してからDEMUX1718でユーザ別に送信器101a・101bに分配する。

【0061】送信器101a・101bでは、誤り訂正符号器1710a・1710bで送信データが移動局408で誤り訂正が行えるように冗長度を付加した符号化データに変換し、符号化データをS/P変換器1014a・1014bでシリアルパラレル変換することによって基地局406の複数アンテナ1701a・1701b・1701cへの送信信号に分配し、MIMO変調器1013a・1013bによって移動局408でMIMO復調が行えるようにトレーニング信号を付加する。各送信器101a・101bの送信データとパイロット生成部1711で発生したパイロット信号をMUX1708で多重化して、無線部1702の各送信部1705a・1705b・1705cに送信データを渡す。

【0062】送信部1705a・1705b・1705cでは、送信データをデジタル信号からアナログ信号へA/D変換し、フィルタ処理と電力増幅を行って、共用器1703a・1703b・1703cを介してアンテナ1701a・1701b・1701cから送信データを無線信号として送信する。上記の説明において、受信器102a・102bのMIMO復調器1010a・1010bは図12で説明した構成と同一であり、送信器101a・101bのMIMO変調器1013a・1013bは、図13で説明した構成と同じである。図18は本発明による基地局の一実施例における送受信タイミング計算部の動作説明のためのタイミング図である。図18(a)は、非中継時における動作を示している。中継モード(MODE)は、非中継を表すローレベルで固定出力となる。移動局408からの直接波(DR\_EN)は、パイロット信号の区間でローレベル出力となり移動局信号の区間でハイレベル出力となる。中継局407a・407b・407cからの間接波である中継局波(RP\_EN)はローレベル固定出力となる。基地局406の送信タイミング(TX\_EN)は、パイロット信号の区間でローレベル出力、基地局送信時間でハイレベル出力となる。図18(b)は、中継時の動作を表している。中継モード(MODE)は、中継を表すハイレベルで固定出力となる。移動局408からの直接波(DR\_EN)は、パイロット信号を基準として中継動作指示データ1716aで規定されたUSTずれたタイミングから、同じく中継動作指示データ1716aで規定されたULENの長さまでハイレベル出力となる。次のULENの長さでローレベルとなり、次のパイロット信号の

区間までハイレベルとローレベルを交互に繰り返す。中継局407a・407b・407cからの間接波である中継局波(RP\_EN)は、前記DR\_ENがULENの長さローレベルとなっている区間でハイレベル出力となり、それ以外でローレベル出力となる。基地局408の送信タイミング(TX\_EN)は、パイロット信号を基準として中継動作指示データ1716aで規定されたDSTずれたタイミングから、同じく中継動作指示データ1716aで規定されたDLENの長さまでハイレベル出力となる。次のDLENの長さでローレベルとなり、次のパイロット信号の区間までハイレベルとローレベルを交互に繰り返す。

【0063】図20は本発明による無線伝送システムの他の実施形態の構成を示すブロック図である。本実施例は、前記図3に示した無線伝送システムの複数の中継器301の代わりに複数の反射物体を特定の位置に設け、実質的に、前期実施形態と同様の効果を得るものである。送信器101又は受信器102のいずれか一方が固定設置されている場合に、その固定設置された装置から直接見通すことができる見通し範囲内に反射物2001a・2001b・2001cを設置する。図20では、送信器101を固定設置されているものとして説明する。送信器101から送信された無線信号は、反射物2001a・2001b・2001cで反射して受信器102に到達する。反射物2001a・2001b・2001cの設置により、見通し伝搬環境からマルチパス伝搬環境を作為的に生成することができるため、MIMOの処理によって通信路容量を増加させることができる。

【0064】

【発明の効果】本発明によれば、送信器から複数アンテナに分配して送信した無線信号を受信器で複数アンテナで受信し、送信器で分配した送信信号を復元する処理(MIMO)を利用した移動通信システムにおいて、送信器と受信器が直接見通すことができるような見通し伝搬環境においても、中継器を導入することによって複数の伝搬路を提供し、マルチパス伝搬環境を作為的に作りだし、中継器を導入しない見通し伝搬環境に比べて通信路容量の特性がよくなるという効果が得られる。

【0065】図19に、本発明を利用した場合(中継あり)と利用しない場合(中継なし)の特性比較を行った結果を示す。送信器と受信器のアンテナ数を横軸にとり、通信路容量を縦軸にとっている。送信器と受信器のアンテナ数は同数とし、中継局数は受信アンテナ数の5倍あるものと仮定し、伝搬路の信号対雑音電力(S/N)を30dBの環境で評価した。図19より送信器・受信器のアンテナ数が4本以上であれば、本発明を利用した中継伝送方式の方が通信路容量の特性がよいことを示している。

【図面の簡単な説明】

【図1】MIMO方式の原理説明のための無線伝送シ

テム構成図である。

【図2】移動通信におけるマルチパス伝搬環境とMIMO方式の通信容量特性の関係の説明図である。

【図3】本発明による無線伝送システムの一実施形態の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明による無線通信システムを利用した移動通信システムの一実施形態の構成図である。

【図5】図4の位動局と基地局間の無線伝送における伝送開始時の動作フロー図である。

【図6】本発明における多地点中継伝送停止時の動作フロー説明図である。

【図7】本発明による無線伝送システムの一実施形態における制御信号のメッセージフォーマット図である。

【図8】本発明による無線伝送システムの一実施形態における中継局の中継動作説明のフロー図である。

【図9】本発明による無線伝送システムの一実施例における多地点中継伝送時の送受信タイミング図である。

【図10】本発明による無線伝送システム使用される移動局の一実施形態の構成を表すブロック図である。

【図11】図10の移動局における送受信タイミング計算部の説明図である。

【図12】本発明による移動局の一実施例におけるMIMO復調器とP/S変換器のブロック図である。

【図13】本発明による移動局の一実施例におけるS/P変換器とMIMO変調器のブロック図である。

【図14】本発明による移動局の一実施例における中継判定回路のブロック図である。

【図15】本発明による中継局の一実施例の構成を示すブロック図である。

【図16】図15の中継局における中継器入出力タイミングを説明するためのタイミング図である。

【図17】本発明による基地局の一実施例の構成を示すブロック図である。

【図18】図17の基地局における送受信タイミング計算部のタイミング図である。

【図19】本発明の効果を示す特性比較図である。

【図20】本発明による無線伝送システムの他の実施形態の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

101:送信器、102:受信器、201a・201b・201c:送信アンテナ  
202a・202b・202c:受信アンテナ  
301a・301b・301c:中継器、401:サーバ、402:インターネット、403:ゲートウェイ装置、404:移動通信網、405:制御局、406:基地局、407a・407b・407c:中継局、408:移動局、1001a・1001b・1001c:アンテナ、1002:無線部、1003a・1003b・1003c:共用器、1004a・1004b・1004c:受信部、1005a・1005b・



1005c:送信部、1006:モデム部、1007:信号分離、1008:基地局基準タイミングサーチ、1009:中継判定回路、1010:MIMO復調器、1011:P/S変換器、1012:誤り訂正復号器、1013:MIMO変調器、1014:S/P変換器、1015:誤り訂正符号器、1016:制御部、1017:送受信タイミング計算部、1018:信号分離、1019:プロトコル処理部、1020:中継動作指示データ

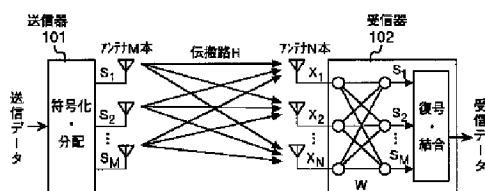
1021:通話部、1022:多重化回路、1023:コーデック

1024:外部入出力、1211a・1211b・1211c:積和演算部

1212a・1212b・1212c:ウェイト計算部、1213:積の演算、1214:和の演算、1215a・1215b・1215c:復調器、1216a・1216b・1216c:前処理部、1217:DEMUX、1218:BUFF(バッファ)、1219:和の演算、1220:選択器、1221:DEMUX、1302a・1302b・1302c:MUX、1303:トレーニング信号生成部、1304a・1304b・1304c:変調器、1401:トレーニング信号分離、1402:伝搬路推定、1403:受信S/N測定、1404:通信路容量計算、1405:比較、1406:比較、1407:選択、1501:アンテナ、1502:無線部、1503:共用 \*

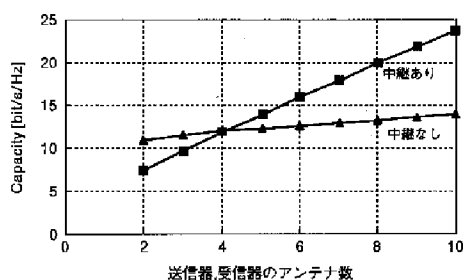
【図1】

図 1



【図19】

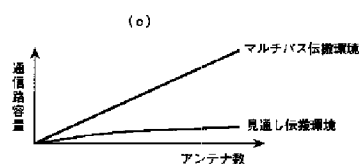
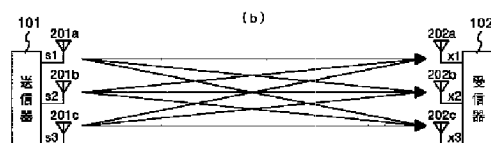
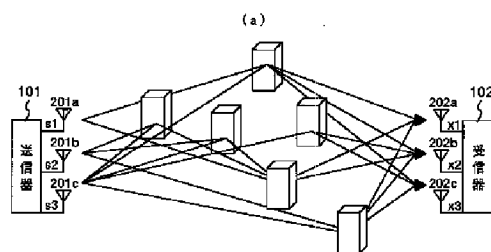
図 19



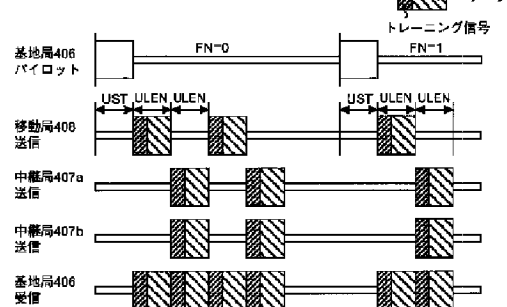
\*器、1504:受信部、1505:送信部、1506:モデム部、1507:信号分離、1508:復調器、1510:多重化回路、1511:変調器、1512:サーチ、1513:電力測定部、1514:電力測定部、1515:誤り訂正復号器、1516:誤り訂正符号器、1517:制御部、1518:信号分離、1519:比較器、1520:比較器、1521:プロトコル処理部、1522:中継判定、1523:中継動作指示データ、1524:送信タイミング計算部、1525:送信電力計算部、1526:通話部、1527:多重化回路、1528:外部入出力、1701a・1701b・1701c:アンテナ、1702:無線部、1703a・1703b・1703c:共用器、1704a・1704b・1704c:受信部、1705a・1705b・1705c:送信部、1706:モデム部、1707:DEMUX、1708:MUX、1010a・1010b:MIMO復調器、1011a・1011b:P/S変換器、1709a・1709b:誤り訂正復号器、1710a・1710b:誤り訂正符号器、1711:パイロット生成部、1712:制御部、1713a・1713b:送受信タイミング計算部、1714:信号分離、1715:プロトコル処理部、1716a・1716b:中継動作指示データ、1717:局間IF、1718:EMUX、1719:多重化回路、1720:MUX、2001a・2001b・2001c:反射物。

【図2】

図 2

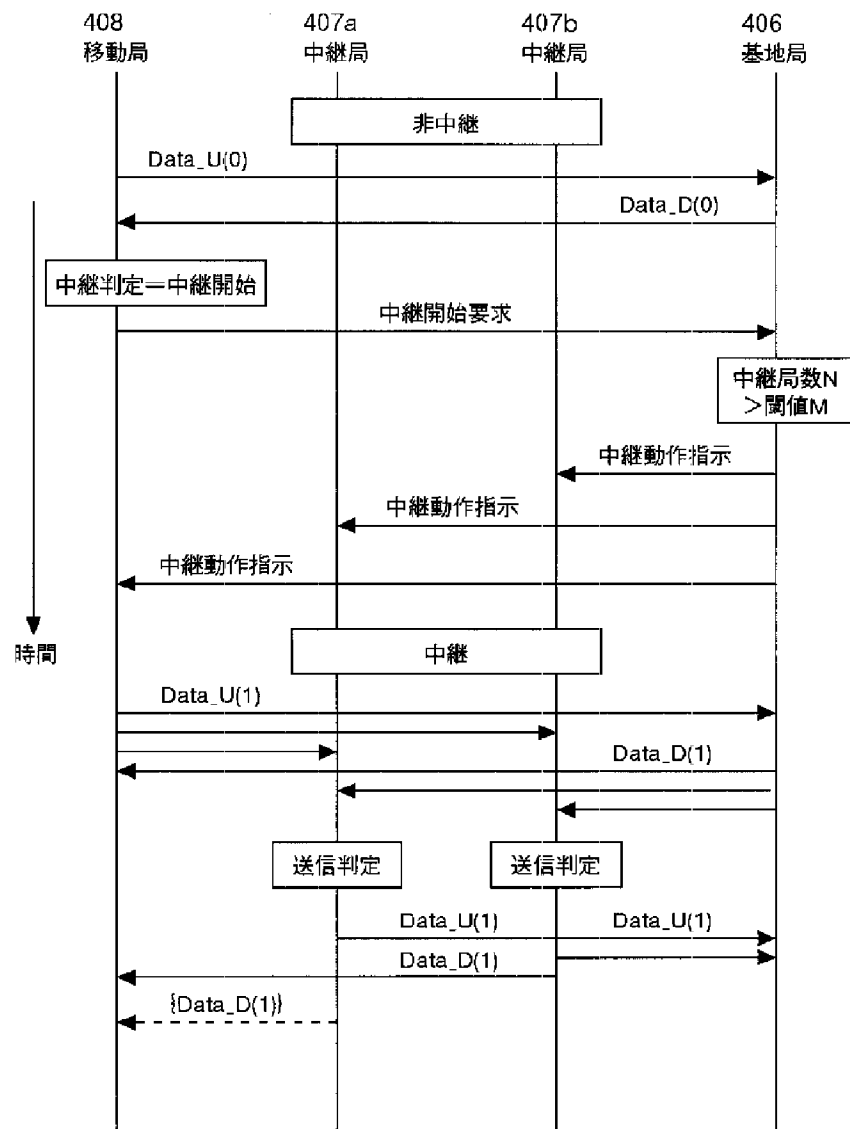


4



【図5】

図 5



【図6】

図 6

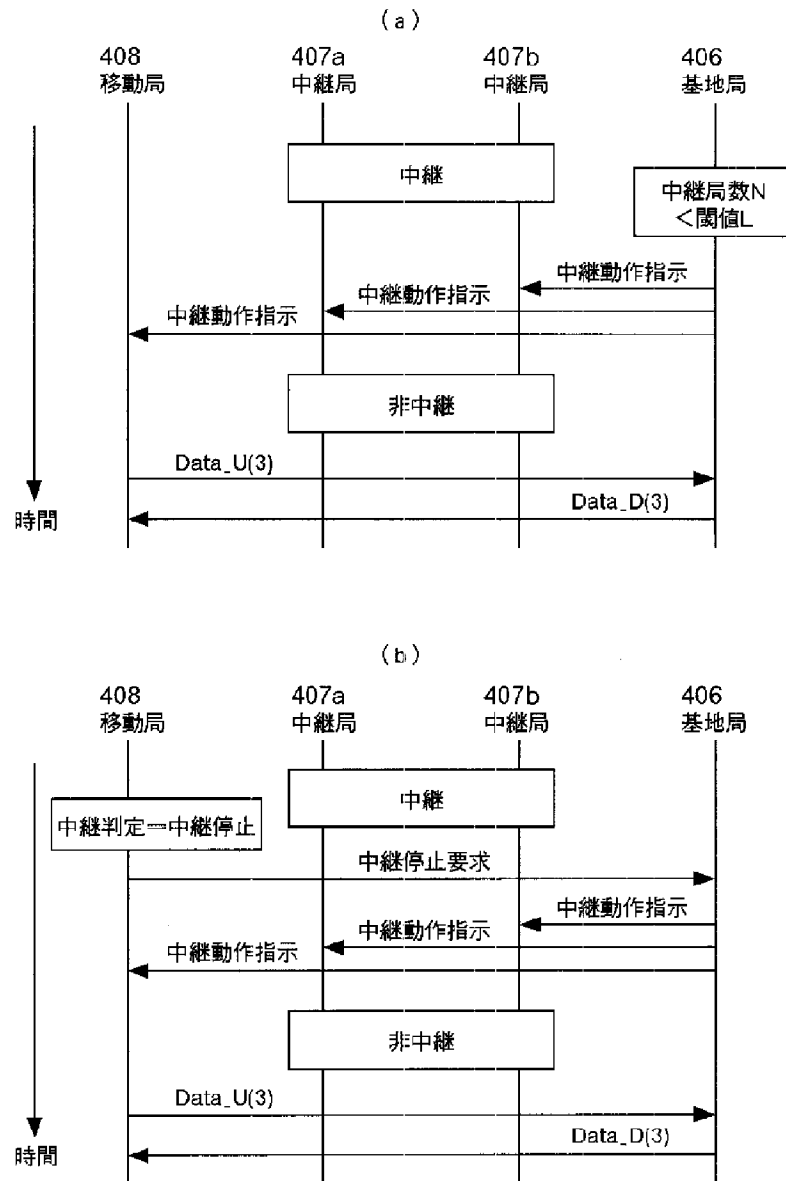


图 8

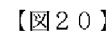
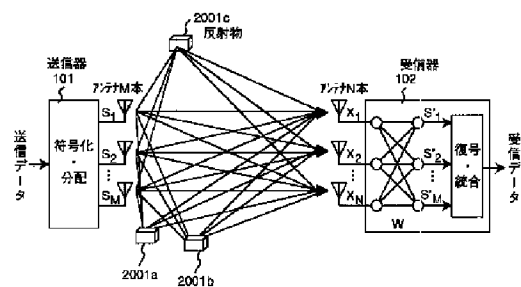
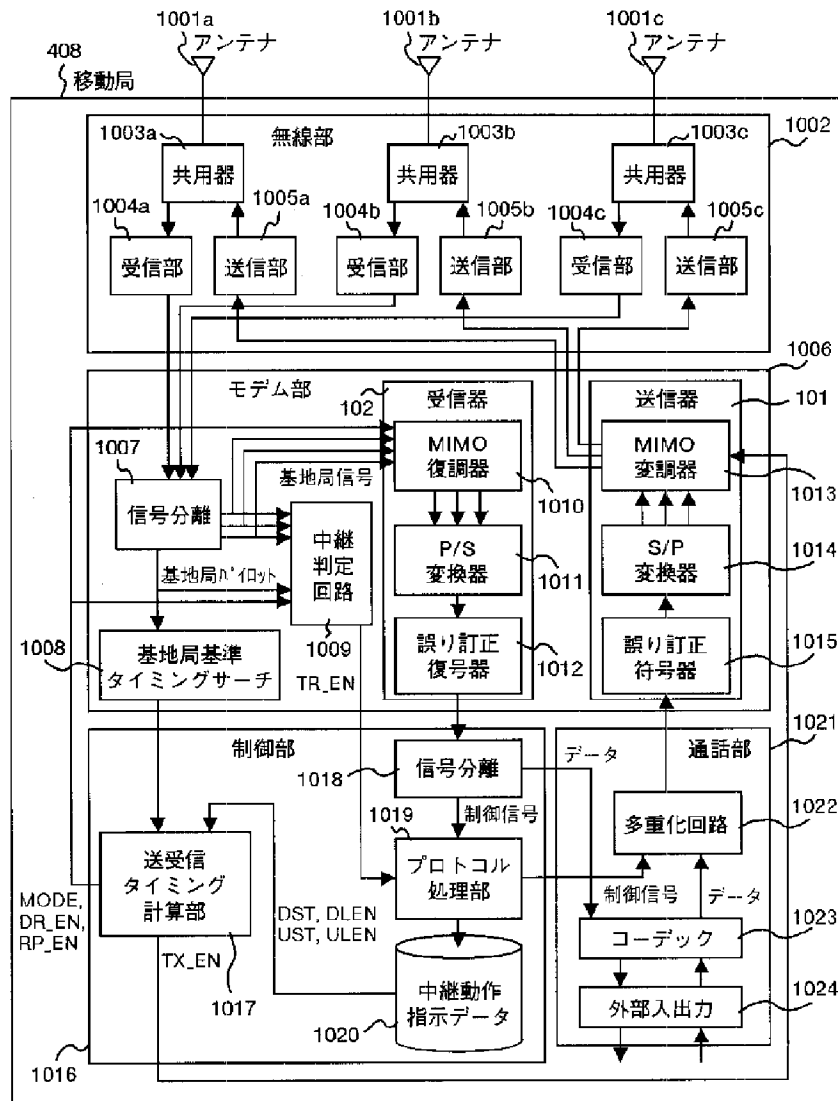


图 20



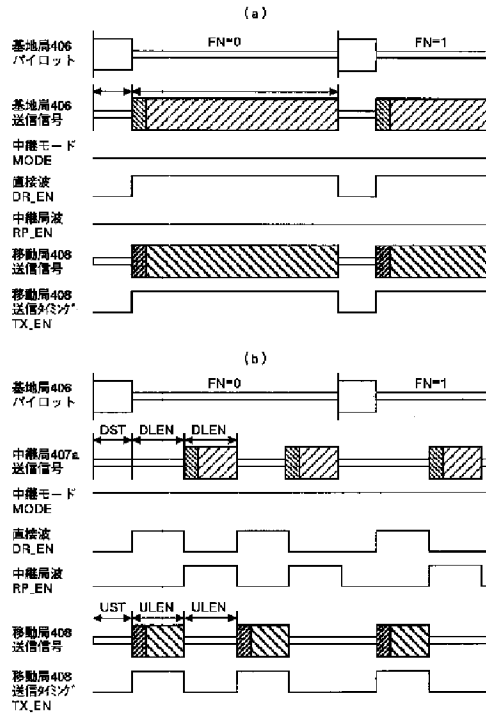
【図10】

図 10



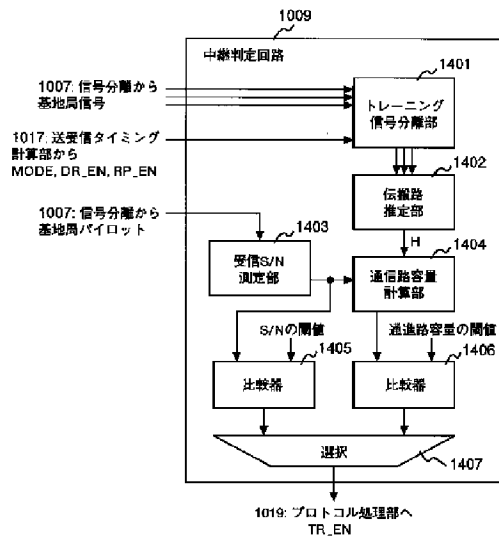
【図11】

図 11



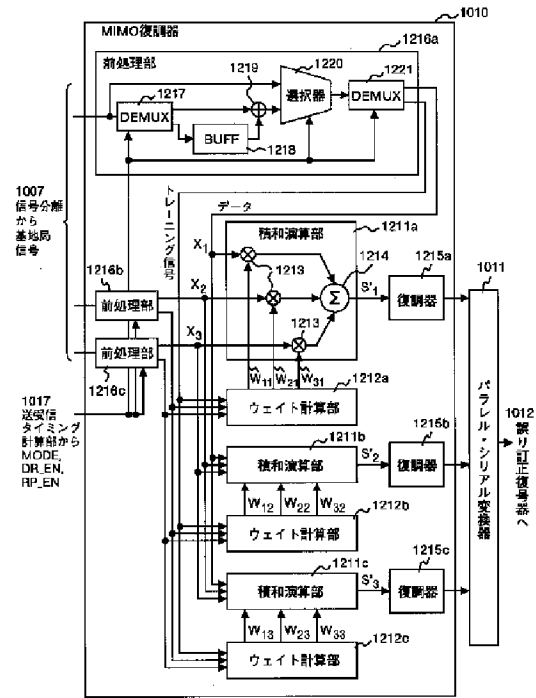
【図14】

図 14



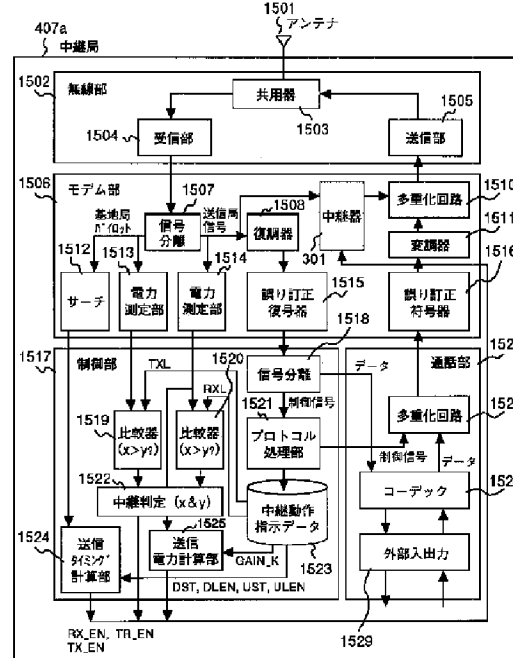
【図12】

図 12



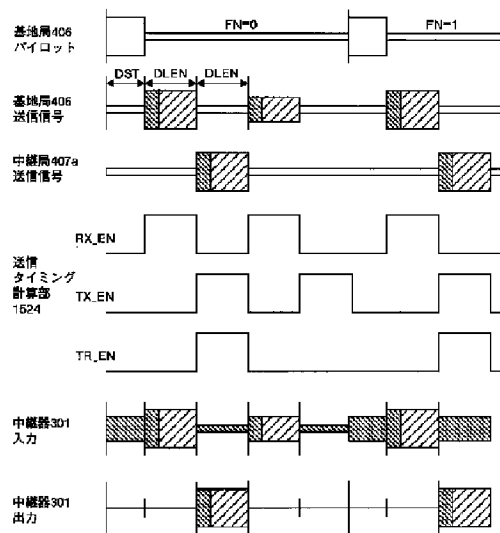
【図15】

図 15



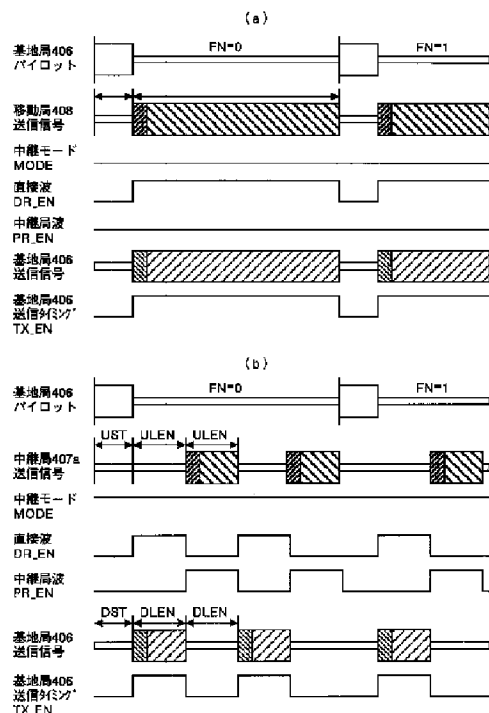
【図16】

図 16



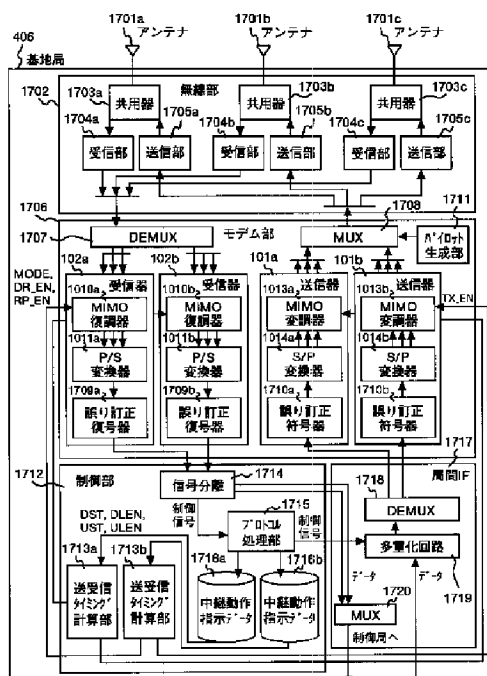
【図18】

図 18



【図17】

図 17





フロントページの続き

(72)発明者 酒井 克巳  
東京都千代田区大手町一丁目 6 番 1 号 日  
立電線株式会社内

F ターム(参考) 5K067 AA11 BB04 DD11 EE02 EE06  
EE10 FF02 GG01 HH23 KK03  
KK15

(72)発明者 矢野 隆  
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 280 番地  
株式会社日立製作所中央研究所内

5K072 AA02 AA12 BB02 BB12 BB13  
BB27 CC35 EE35 FF13 GG03

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載  
 【部門区分】第7部門第3区分  
 【発行日】平成17年6月9日(2005.6.9)

【公開番号】特開2003-198442(P2003-198442A)  
 【公開日】平成15年7月11日(2003.7.11)  
 【出願番号】特願2001-399800(P2001-399800)  
 【国際特許分類第7版】

H 0 4 B 7/24

H 0 4 B 7/15

【F I】

H 0 4 B 7/24 A

H 0 4 B 7/15 Z

【手続補正書】

【提出日】平成16年8月30日(2004.8.30)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

符号化されたデータ及びトレーニング信号含む送信データを複数のアンテナにデータを分配し、所定のタイミングで上記複数のアンテナから無線信号として送信する送信部を持つ第一の無線装置と、

上記無線信号を受信し、バッファに貯え、所定時間遅延させて送信を行う中継器を持つ複数の第二の無線装置と、

上記複数の第二の無線装置からの無線信号を複数のアンテナで受信し、受信した無線信号に多重化されている上記トレーニング信号を使用して、上記符号化されたデータを復調する受信部を持つ第三の無線装置とを有して構成される無線中継伝送システム。

【請求項2】

符号化データを複数のアンテナにデータを分配する手段と、分配されたデータを受信側で復元するためのトレーニング信号を上記データに多重化する手段と、送信タイミングを制御する手段とを有し、複数のアンテナから無線信号を送信する送信器を持つ第一の無線装置と、

上記第一の無線装置が送信した信号を受信してバッファに貯える手段と、貯えた信号を所定時間遅延させて送信を行うタイミングを制御する手段とを有した中継器を持つ第二の無線装置と、

上記第二の無線装置から送信された無線信号を複数のアンテナで受信するために受信タイミングを制御する手段と、受信した無線信号に多重化されている上記トレーニング信号から上記第一の無線装置の送信器で複数のアンテナに分配したデータに復元する手段と、複数アンテナに分配されたデータをパラレルシリアル変換することで符号化されたデータとして結合し、受信データを得る手段とを有した受信器を持つ第三の無線装置とで構成される無線中継伝送システム。

【請求項3】

上記第一の無線装置の符号化手段はデータ誤りに対する誤り訂正を行うために上記符号化データに冗長度を付加する符号化手段をもち、上記第三の無線装置の受信器は上記冗長度を用いて、上記符号化されたデータに対して誤り訂正復号処理を行う手段をもつ請求項2記載の無線中継伝送システム。

**【請求項 4】**

請求項 2 記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の受信電力測定を行い、上記パイロット信号の受信電力が閾値以上の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、上記パイロット信号受信電力が閾値以下になった場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

**【請求項 5】**

請求項 2 記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の信号対雑音電力測定を行い、上記パイロット信号の信号対雑音電力が閾値以上の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、上記パイロット信号信号対雑音電力が閾値以下になった場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

**【請求項 6】**

請求項 2 記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の信号対雑音電力の測定及び上記トレーニング信号を用いて伝搬路推定を行い、上記信号対雑音電力と上記伝搬路推定の結果から通信容量を計算し、上記通信容量が閾値以下の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、また、上記通信容量が閾値以上の場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

**【請求項 7】**

請求項 2 記載の無線中継伝送システムにおいて、送信器の送信タイミングと中継器の受信タイミング及び送信タイミングと受信器の受信タイミングを制御を上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号を基準として、そのオフセットを基地局から中継局と移動局に制御信号によって通知することによって中継時の動作タイミングを決定する無線中継伝送システム。

**【請求項 8】**

請求項 1 又は 2 記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一又は第二の無線装置のいずれかが位置的に固定設置され、上記第二の無線装置の代わりに無線信号を反射する反射物を上記固定設置された無線装置から直接見通すことができる見通し範囲内に設置した無線伝送システム。

**【請求項 9】**

移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO 通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される移動局であって、

受信信号から制御信号及び上記基地局からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データを復元する受信部と、上記基地局からの受信信号の受信状態に基づいて上記受信信号からの制御信号から上記複数の中継局による中継の要否を判別する中継判定部と、送信すべきデータを作り、送信する送信部、上記制御信号を用いて、上記受信部及び送信部を制御すると共に、上記中継判定部の判定結果により上記基地局に対して中継開始要求

又は中継停止要求の制御信号を作成し、上記送信すべきデータに上記中継開始要求又は中継停止要求の制御信号を加える制御部をもつことを特徴とする移動局。

【請求項 10】

移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される基地局であって、

受信信号から制御信号及び上記移動局及び基地局間からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データを復元する受信部と、上記受信信号からの制御信号から上記複数の中継局による中継の要否を判別する中継判定部と、送信すべきデータを作り、送信する送信部、上記制御信号を用いて、上記受信部及び送信部を制御すると共に、上記中継判定部の判定結果により上記移動局及び中継局に対して中継動作指示の制御信号を作成し、上記送信すべきデータに上記動作指示の制御信号を加える制御部をもつことを特徴とする基地局。

【請求項 11】

移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される中継局であって、

受信信号から制御信号及び上記移動局又は基地局からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データをバッファリングする中継器と、上記制御信号に含まれる基地局パイロット信号又は上記送信データの電力を測定し、中継の要否を判別する中継判定部と、上記基地局パイロット信号を用いて送信タイミングを得る計算部と、上記送信タイミングで上記中継器の送信データを送信する送信部をもつことを特徴とする中継局。

【請求項 12】

MIMO通信方式以外の無線通信を行う送受信部をもつこと特徴とする請求項 11 記載の中継局。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0013

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【0013】

なお、送信すべきデータ及びその無線信号へ変調、無線受信信号から上記送信すべきデータの復調、再生処理は、従来のMIMO通信方式による無線装置と実質的に同じである。すなわち、送信部は、符号化された送信データをシリアルパラレル変換し、複数アンテナに分配する手段と、分配された送信データが受信器で復元することができるためのトレーニング信号を送信データに多重化する手段と、送信タイミングを制御する手段と送信データを複数アンテナから無線信号として送信する送信器をもち、

また、受信部は、無線信号を複数のアンテナで受信するために受信タイミングを制御する手段と、受信した無線信号に多重化されているトレーニング信号から送信器で複数アンテナに分配された送信信号を復元する手段と、複数アンテナに分配された送信信号をパラレルシリアル変換することで符号化データとして結合する手段と、符号化データに対して誤り訂正処理して受信データを得る手段とを有した受信器をもつ。

【手続補正 3】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0014

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【0014】

本発明の多地点中継による無線伝送システムによれば、送信無線装置の送信器と受信無線装置の受信器の間に中継器を介することにより、上記送信器から上記中継器までの伝搬路と上記中継器から上記受信器までの伝搬路が独立に生成されるため、多地点に中継器を設置することにより、マルチパス伝搬環境と同様な伝搬路特性を生成することができる。

これにより、送信器と受信器の間や周囲に障害物や建物などがなく、直接見通すことができる見通し伝搬環境においても、中継器の導入によりマルチパス伝搬環境を作為的に作成し、通信路容量においてよい特性を保つことにより、送受信アンテナ数を増加させると通信路容量がよくなるマルチパス伝搬環境と同様な特性が得られる。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0062

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0062】

送信部1705a・1705b・1705cでは、送信データをデジタル信号からアナログ信号へA/D変換し、フィルタ処理と電力増幅を行って、共用器1703a・1703b・1703cを介してアンテナ1701a・1701b・1701cから送信データを無線信号として送信する。上記の説明において、受信器102a・102bのMIMO復調器1010a・1010bは図12で説明した構成と同一であり、送信器101a・101bのMIMO変調器1013a・1013bは、図13で説明した構成と同じである。

図18は本発明による基地局の一実施例における送受信タイミング計算部の動作説明のためのタイミング図である。図18(a)は、非中継時における動作を示している。中継モード(MODE)は、非中継を表すローレベルで固定出力となる。移動局408からの直接波(DR\_EN)は、パイロット信号の区間でローレベル出力となり移動局信号の区間でハイレベル出力となる。中継局407a・407b・407cからの間接波である中継局波(RP\_EN)はローレベル固定出力となる。基地局406の送信タイミング(TX\_EN)は、パイロット信号の区間でローレベル出力、基地局送信時間でハイレベル出力となる。

図18(b)は、中継時の動作を表している。中継モード(MODE)は、中継を表すハイレベルで固定出力となる。移動局408からの直接波(DR\_EN)は、パイロット信号を基準として中継動作指示データ1716aで規定されたUSTずれたタイミングから、同じく中継動作指示データ1716aで規定されたULENの長さまでハイレベル出力となる。次のULENの長さでローレベルとなり、次のパイロット信号の区間までハイレベルとローレベルを交互に繰り返す。中継局407a・407b・407cからの間接波である中継局波(RP\_EN)は、前記DR\_ENがULENの長さローレベルとなっている区間でハイレベル出力となり、それ以外でローレベル出力となる。基地局406の送信タイミング(TX\_EN)は、パイロット信号を基準として中継動作指示データ1716aで規定されたDSTずれたタイミングから、同じく中継動作指示データ1716aで規定されたDLENの長さまでハイレベル出力となる。次のDLENの長さでローレベルとなり、次のパイロット信号の区間までハイレベルとローレベルを交互に繰り返す。

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載  
 【部門区分】第7部門第3区分  
 【発行日】平成17年9月22日(2005.9.22)

【公開番号】特開2003-198442(P2003-198442A)  
 【公開日】平成15年7月11日(2003.7.11)  
 【出願番号】特願2001-399800(P2001-399800)  
 【国際特許分類第7版】

H 0 4 B 7/24

H 0 4 B 7/15

【F I】

H 0 4 B 7/24 A

H 0 4 B 7/15 Z

【手続補正書】

【提出日】平成17年4月19日(2005.4.19)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

符号化されたデータ及びトレーニング信号含む送信データを複数のアンテナにデータを分配し、所定のタイミングで上記複数のアンテナから無線信号として送信する送信部を持つ第一の無線装置と、

上記無線信号を受信し、バッファに貯え、所定時間遅延させて送信を行う中継器を持つ複数の第二の無線装置と、

上記複数の第二の無線装置または上記第一の無線装置と少なくとも1つの上記第二の無線装置からの無線信号を複数のアンテナで受信し、受信した無線信号に多重化されている上記トレーニング信号を使用して、上記符号化されたデータを復調する受信部を持つ第三の無線装置とを有して構成される無線中継伝送システム。

【請求項2】

符号化データを複数のアンテナにデータを分配する手段と、分配されたデータを受信側で復元するためのトレーニング信号を上記データに多重化する手段と、送信タイミングを制御する手段とを有し、複数のアンテナから無線信号を送信する送信器を持つ第一の無線装置と、

上記第一の無線装置が送信した信号を受信してバッファに貯える手段と、貯えた信号を所定時間遅延させて送信を行うタイミングを制御する手段とを有した中継器を持つ第二の無線装置と、

上記第一の無線装置および上記第二の無線装置から送信された無線信号を複数のアンテナで受信するために受信タイミングを制御する手段と、受信した無線信号に多重化されている上記トレーニング信号から上記第一の無線装置の送信器で複数のアンテナに分配したデータに復元する手段と、複数アンテナに分配されたデータをパラレルシリアル変換することで符号化されたデータとして結合し、受信データを得る手段とを有した受信器を持つ第三の無線装置とで構成される無線中継伝送システム。

【請求項3】

上記第一の無線装置の符号化手段はデータ誤りに対する誤り訂正を行うために上記符号化データに冗長度を付加する符号化手段をもち、上記第三の無線装置の受信器は上記冗長度を用いて、上記符号化されたデータに対して誤り訂正復号処理を行う手段をもつ請求項

2記載の無線中継伝送システム。

【請求項4】

請求項2記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の受信電力測定を行い、上記パイロット信号の受信電力が閾値以上の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、上記パイロット信号受信電力が閾値以下になった場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

【請求項5】

請求項2記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の信号対雑音電力測定を行い、上記パイロット信号の信号対雑音電力が閾値以上の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、上記パイロット信号信号対雑音電力が閾値以下になった場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

【請求項6】

請求項2記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一、第二の及び第三の無線装置がそれぞれ基地局、中継局及び移動局であって、

上記移動局は上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号の信号対雑音電力の測定及び上記トレーニング信号を用いて伝搬路推定を行い、上記信号対雑音電力と上記伝搬路推定の結果から通信容量を計算し、上記通信容量が閾値以下の場合、中継局による中継の開始要求を上記基地局に通知し、また、上記通信容量が閾値以上の場合、中継局による中継の停止要求を上記基地局に通知し、

上記基地局は上記中継の開始要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作開始の指示を行い、上記中継の停止要求を受信したとき、上記中継局に対して中継動作停止の指示を行う無線中継伝送システム。

【請求項7】

請求項2記載の無線中継伝送システムにおいて、送信器の送信タイミングと中継器の受信タイミング及び送信タイミングと受信器の受信タイミングを制御を上記基地局から定期的に送信されるパイロット信号を基準として、そのオフセットを基地局から中継局と移動局に制御信号によって通知することによって中継時の動作タイミングを決定する無線中継伝送システム。

【請求項8】

請求項1又は2記載の無線中継伝送システムにおいて、上記第一又は第二の無線装置のいずれかが位置的に固定設置され、上記第二の無線装置の代わりに無線信号を反射する反射物を上記固定設置された無線装置から直接見通すことができる見通し範囲内に設置した無線伝送システム。

【請求項9】

移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される移動局であって、

受信信号から制御信号及び上記基地局からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データを復元する受信部と、上記基地局からの受信信号の受信状態に基づいて上記複数の中継局による中継の可否を判別する中継判定部と、送信すべきデータを作り、送信する送信部、上記制御信号を用いて、上記受信部及び送信部を制御すると共に、上記中継判

定部の判定結果により上記基地局に対して中継開始要求又は中継停止要求の制御信号を作成し、上記送信すべきデータに上記中継開始要求又は中継停止要求の制御信号を加える制御部をもつことを特徴とする移動局。

【請求項 10】

移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される基地局であって、

受信信号から制御信号及び上記移動局及び基地局間からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データを復元する受信部と、上記受信信号からの制御信号から上記複数の中継局による中継の可否を判別する中継判定部と、送信すべきデータを作り、送信する送信部、上記制御信号を用いて、上記受信部及び送信部を制御すると共に、上記中継判定部の判定結果により上記移動局及び中継局に対して中継動作指示の制御信号を作成し、上記送信すべきデータに上記動作指示の制御信号を加える制御部をもつことを特徴とする基地局。

【請求項 11】

移動局と基地局間に複数の中継局を配し、MIMO通信方式の無線通信を行う無線伝送システムに使用される中継局であって、

受信信号から制御信号及び上記移動局又は基地局からの送信データを分離する分離部と、分離された送信データをバッファリングする中継器と、上記制御信号含まれる基地局パイロット信号又は上記送信データの電力を測定し、中継の可否を判別する中継判定部と、上記基地局パイロット信号を用いて送信タイミングを得る計算部と、上記送信タイミングで上記中継器の送信データを送信する送信部をもつことを特徴とする中継局。

【請求項 12】

MIMO通信方式以外の無線通信を行う送受信部をもつこと特徴とする請求項 11 記載の中継局。

【請求項 13】

MIMO通信方式の無線通信を行うMIMO受信局であって、無線信号を受信する複数のアンテナと、

受信信号から制御信号及び送信データを分離する分離部と、

該制御信号を用いて前記分離された送信データを復元するMIMO受信部とを有し、前記複数のアンテナは、前記送信データと前記制御信号を含む送信信号を複数のアンテナに分配して送信するMIMO送信局および該MIMO送信局からの信号を中継する中継局からの送信信号、または該MIMO送信局からの信号を中継する複数の該中継局からの送信信号を受信し、前記受信部は、該複数の局からの受信信号を結合して前記送信データを復元することを特徴とするMIMO受信局。



JP2004266586

PUB DATE: 2004-09-24

APPLICANT: HITACHI LTD

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US2004174840

PUB DATE: 2004-09-09

APPLICANT: YANO TAKASHI, ; TAMAKI SATOSHI, ; HANAOKA SEISHI, ; KATO TAKESHI, ;  
HITACHI, LTD

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-266586

(43)Date of publication of application : 24.09.2004

(51)Int.Cl.

H04J 15/00

(21)Application number : 2003-055096

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 03.03.2003

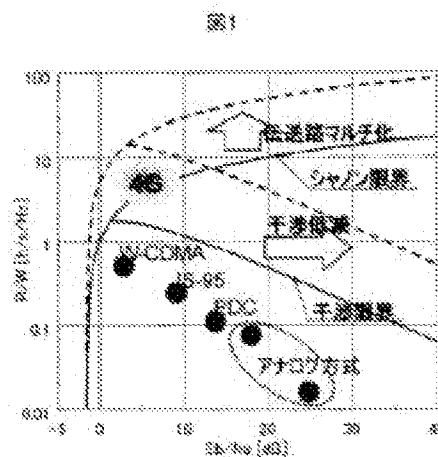
(72)Inventor : YANO TAKASHI  
TAMAKI SATOSHI  
HANAOKA MASAYUKI  
KATO TAKESHI

**(54) DATA TRANSMITTING AND RECEIVING METHOD OF MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a mobile communication system in which a frequency utilizing efficiency is considerably improved by extending an operating limitation of a conventional mobile communication system.

SOLUTION: Data transmission method in the mobile communication system is equipped with a transmission pathway multiplying means for extending Shannon Limit and an interference reducing means for extending an interference limit. More specifically, an M number of modulators and L number of transmitting antennas are provided at a transmission side. An L number of signals are produced by multiplying the M number of the modulated signals by a complex matrix comprising an M×L number of elements, so that the L number of the signals are transmitted from the L numbers of the antennae.



(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-266586

(P2004-266586A)

(43) 公開日 平成16年9月24日 (2004.9.24)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>

H04J 15/00

F 1

H04J 15/00

テーマコード (参考)

5K022

審査請求 未請求 請求項の数 20 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2003-55096 (P2003-55096)  
(22) 出願日 平成15年3月3日 (2003.3.3)

(71) 出願人 000005108  
株式会社日立製作所  
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地  
(74) 代理人 100075096  
弁理士 作田 康夫  
(72) 発明者 矢野 隆  
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地  
株式会社日立製作所中央研究所内  
(72) 発明者 玉木 諭  
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地  
株式会社日立製作所中央研究所内  
(72) 発明者 花岡 誠之  
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地  
株式会社日立製作所中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 移動通信システムのデータ送受信方法

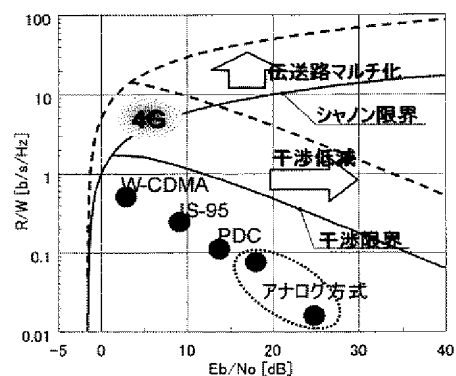
(57) 【要約】

【課題】従来の移動通信システムの運用限界を拡張し、周波数利用効率を大きく改善した移動通信システムを提供する。

【解決手段】本発明の移動通信システムにおけるデータ伝送方法は、シャノン限界を拡張する伝送路マルチ化の手段と、干渉限界を拡張する干渉低減手段とを備えたことを特徴とする。より具体的には、送信側にM個の変調器とL個の送信アンテナを備え、M個の変調信号に対してM×L個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。

【選択図】 図1

図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

送信局と受信局を有する移動通信システムであって、  
上記送信局は、  
複数の変調器と、  
送信データを符号化して符号語にし、該符号語を複数の信号に分配して上記複数の変調器に向けて出力する符号化器と、  
上記複数の変調器で変調された送信信号に、該送信信号を複数のアンテナから送信するためのビームフォーミングを行う演算部と、  
複数のアンテナとを有し、  
上記受信局は、  
上記送信局の上記複数のアンテナから送信された信号をそれぞれ受信する複数のアンテナと、  
上記複数のアンテナから入力された信号をもとに上記複数の信号を分離するMIMO変調器と、  
上記MIMO変調器から出力される複数の信号を復調する複数の復調器と、  
上記復調された複数の信号を復号化する復号化器とを有することを特徴とする移動通信システム。

## 【請求項2】

請求項1記載の移動通信システムであって、  
上記送信局は、M個の上記変調器と、L個の上記アンテナを有し、  
上記演算部は、上記変調器から入力されるM個の信号に $M \times L$ 個の要素からなる複素行列を乗算し、  
上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とする移動通信システム。

## 【請求項3】

請求項1記載の移動通信システムであって、上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とする移動通信システム。

## 【請求項4】

請求項1記載の移動通信システムであって、上記変調器は多値変調を行うことを特徴とする移動通信システム。

## 【請求項5】

請求項4記載の移動通信システムであって、上記送信局は上記符号語を蓄積する第1のバッファを有し、  
上記第1のバッファは、上記符号語を分割して順次上記複数の変調器へ出力し、  
受信局から送信される正常受信通知信号に応答して、  
上記第1のバッファは上記変調器への出力を停止して蓄積された上記符号語をクリアし、  
上記符号化器は上記クリアされた符号語の次の符号語を上記第1のバッファへ出力し、  
上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号されたことを表す信号であることを特徴とする移動通信システム。

## 【請求項6】

請求項4または5記載の移動通信システムであって、  
上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間のMIMO伝搬路の並列度に応じて上記変調器における変調多値数を制御することを特徴とする移動通信システム。

## 【請求項7】

請求項5記載の移動通信システムであって、  
上記受信局は上記複数の復調器の出力を蓄積する第2のバッファと、上記復号化器の出力を蓄積する第3のバッファと、誤り検出器とを有し、

上記復号化器は、逐次上記第2のバッファに蓄積された信号を読み出して復号化を行い、  
該復号結果を出力し、  
上記誤り検出器は、上記復号結果により符号化単位全体が正常に復号されているか否かを  
判断し、  
符号化単位全体が正常に復号されている場合には、  
上記送信局に上記正常受信通知信号を送信し、  
上記第3のバッファは蓄積された復号結果を出力することを特徴とする移動通信システム  
。

【請求項8】

請求項5記載の移動通信システムであって、  
上記複数の変調器は、各符号語について、上記第1のバッファが出力した符号語ビット数  
または上記複数の変調器が変調した変調シンボル数が所定の基準値を超えた場合に、上記  
多値変調の変調多値数を下げることを特徴とする移動通信システム。

【請求項9】

請求項8記載の移動通信システムであって、  
上記所定の基準値は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の  
伝播路状況に応じて変更されることを特徴とする移動通信システム。

【請求項10】

複数のアンテナを有し、複数のアンテナを有する受信局に複数の伝送路を用いてデータを  
伝送する送信局であって、  
複数の変調器と、  
送信データを符号化して符号語にし、該符号語を複数の信号に分配して上記複数の変調器  
に出力する符号化器と、  
上記複数の変調器で変調された複数の送信信号に送信指向性を与える演算を行う演算部と  
、  
上記演算部から出力された信号を上記受信局に送信する複数のアンテナを有することを特  
徴とする送信局。

【請求項11】

請求項10記載の送信局であって、  
M個の上記変調器と、L個の上記アンテナを有し、  
上記演算部は、上記変調器から入力されるM個の信号に $M \times L$ 個の要素からなる複素行列  
を乗算し、  
上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝  
搬路状態に基づいて定められることを特徴とする送信局。

【請求項12】

請求項10記載の送信局であって、  
上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナ  
との間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とする送信局。

【請求項13】

請求項10記載の送信局であって、  
上記符号化部から出力された符号語を蓄積するバッファを有し、  
上記バッファは、上記符号語を分割して順次上記複数の変調器へ出力し、  
上記受信局から送信される正常受信通知信号に応答して、  
上記バッファは上記変調器への出力を停止して蓄積された上記符号語をクリアし、  
上記符号化器は上記クリアされた符号語の次の符号語を上記バッファへ出力し、  
上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号  
されたことを表す信号であることを特徴とする送信局。

【請求項14】

請求項10記載の送信局であって、  
上記複数の変調器は多値変調を行い、

該多値変調の変調多値数は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路の並列度に応じて定められることを特徴とする送信局。

【請求項15】

請求項13記載の送信局であって、

上記複数の変調器は多値変調を行い、

該多値変調の変調多値数は、各符号語について、上記バッファが出力した符号語ビット数または上記複数の変調器が変調した変調シンボル数が所定の基準値を超えた場合に下げられることを特徴とする送信局。

【請求項16】

複数のアンテナを有し、複数のアンテナを有する受信局に複数の伝送路を用いてデータを伝送する送信局におけるデータ送信方法であって、

送信データを符号化して符号語にし、

上記符号語を複数の信号に分割して各信号を変調器で変調し、

複数の上記変調信号ごとにまとめて、上記複数のアンテナから送信する際の送信指向性を与える演算を行い、

上記演算結果を上記複数のアンテナから送信することを特徴とするデータ送信方法。

【請求項17】

請求項16記載のデータ送信方法であって、

上記送信局は、M個の上記変調器と、L個の上記アンテナを有し、

上記演算は、上記変調器から入力されるM個の信号にM×L個の要素からなる複素行列を乗算する手順であり、

上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項18】

請求項16記載のデータ送信方法であって、

上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項19】

請求項16記載のデータ送信方法であって、

上記受信局から受信される正常受信通知信号に応答して、

変調を行っている途中の符号語の変調を中止し、該符号語の次の符号語の変調を開始し、

上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号されたことを表す信号であることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項20】

請求項16記載のデータ送信方法であって、

上記変調は、多値変調であり、

該多値変調の変調多値数は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路の並列度に応じて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移动通信システムにおけるデータ伝送方式に関する。

【0002】

【従来の技術】

1980年代のはじめ、米国でアナログ携帯電話AMPS (Advanced Mobile Phone Service)、国内でも大都市方式の自動車電話サービスが開始されて以来、今日に至るまで指数的に利用者数が増加してきている。それに伴い、多数のユーザを収容できる大容量化が求められ、1988年に大容量アナログ方式のサービスが開始された。これらのアナログ方式は第1世代(1G)と呼ばれている。その後、第2世代と位置づけられるTDMA (Time Division Multiple A

ccess)方式に基づくデジタル携帯電話サービスが1990年代初頭に開始されている。1991年には欧州でGSM(Global System for Mobile Communications)方式、1993年には日本国内でPDC(Personal Digital Cellular)、同じく1993年に米国でD-AMPS(Digital AMPS)方式(IS-54)のサービスが開始され、現在の移動通信の繁栄をもたらした。少し遅れて、CDMA(Code Division Multiple Access)方式を採用したIS-95(cdmaOne)方式が実用化され、1996年に韓国、米国など、更に1998年には国内でもサービスが開始された。IS-95に基づく方式は、前記TDMA方式の第2世代(2G)と区別して第2.5世代(2.5G)と呼ばれることもある。そして、2001年10月には、第3世代(3G)と位置づけられるIMT-2000方式の一つW-CDMAのサービスが日本国内で開始されるに至っている。

#### 【0003】

更に、次の世代の移動通信である第4世代移動通信(4G)に向けた取り組みも活発化してきており、100Mbit/sをセルラ環境で実現するという目標が広く認知されてきた。100Mbit/sという通信速度はIMT-2000の100倍程度であり、限られた無線周波数資源を有効に活用するために、いかに狭い周波数帯域で高い伝送レートを実現するかが重要課題となっている。

#### 【0004】

以降では、周波数利用効率を次のように定義する。すなわち、セル(セクタ化している場合にはセクタ)当たりのトータルビットレートRとサービスの面展開に用いられるシステム周波数帯域幅Wを用いて、その比 $R/W$ を周波数利用効率と呼ぶこととする。これは、移動通信システムに対し1Hzの周波数帯域を割り当てた時に一人のユーザが一つのセル、またはセクタを占有して得られる最大ビットレートに相当し、 $R/W$ の向上はシステムがユーザに対して提供できる最大ビットレートの向上を意味する。

#### 【0005】

周波数利用効率の尺度で前記、従来の移動通信システムを見てみると、図16に示すように周波数利用効率 $R/W$ が世代の進化に従って改善されてきていることがわかる。また、これまでの移動通信システムの周波数利用効率の改善は、無線通信方式自体の所要Eb/N<sub>0</sub>の低減と密接に関連していることがうかがえる。Ebは、通信データ1ビットあたり送信に必要なエネルギー、N<sub>0</sub>は周波数帯域に対する雑音電力密度を表す。2Gではデジタル化、2.5GではCDMA方式とViterbi符号の採用、3GではTurbo符号の採用などが所要Eb/N<sub>0</sub>の低減を実現した主要技術と考えられる。

#### 【0006】

4Gに向けた更なる周波数利用効率の改善は、3Gまでの移動通信システムにあまり活用されてこなかった新しい技術に期待されている。その一つはアダプティブアレイアンテナの活用である。アダプティブアレイアンテナを用いた信号伝送方法を図17に示す。送信側では、送信データに対し通信路符号化100、変調101を施し、これにM個の複素重み係数をかけた信号を作成(102)し、アレイ状に配置したM個の送信アンテナ(103-1~103-M)から送信する。このとき、102において乗ずる係数と送信アンテナ(103-1~103-M)の位置関係から送信指向性が生じ、これを制御することで目的とする通信相手のいる方向に電波を強く放射するようビームを構成することができる。また、受信側でもアレイ状に配置したN個の受信アンテナ(104-1~104-N)で受信した信号を、複素重み係数をかけた上で加算合成(105)する。この時、105において乗ずる係数と受信アンテナ(104-1~104-N)の位置関係から受信指向性が生じ、これを制御することで、目的の通信相手のいる方向からの電波をより強く受信し、その他の方向からの電波を相対的に受けにくくするようにビームを構成することができる。これにより干渉波に対する所望波の強度を強くすることができる。

#### 【0007】

また、他の技術として、MIMO(Multiple-Input Multiple-

Output) 伝搬路の利用が挙げられる。図18にMIMOを用いた信号送受信方法を示す。送信データに対して通信路符号化100を施し、M個の異なる信号を出力する。これらをそれぞれ別々に変調(101-1~101-M)した上で、アレイ状に配置した複数の送信アンテナ(103-1~103-M)から送信する。このM個の送信信号は、伝搬路において複雑に混ざり合って受信側に到達する。受信側では、アレイ状に配置したN個の受信アンテナ(104-1~104-N)で受信した信号に対し、M行N列の複素行列をかける(108)事によりM個の信号を得る。このとき、この複素行列を前記伝搬路で混ざった信号を互いに分離するように構成することで、108からの出力信号を変調器101-1~101-Mで変調された信号に対応した信号とすることができる。そこで、これらM個の信号を、それぞれ復調器106-1~106-Mで復調し、通信路復号化器107で復号することで受信データを得る。以上により、同一無線周波数上でM個の異なる信号を並列に伝送することができ、周波数利用効率の高い通信ができるとされている。

#### 【0008】

##### 【発明が解決しようとする課題】

しかるに、これらの技術は移動通信に適用した場合、実はあまり大きな周波数効率の改善は期待できない。周波数利用効率にはシャノン限界と呼ばれる理論限界が存在する。図1に示すように、第3世代であるW-CDMA方式において、周波数利用効率は既にシャノン限界にかなり近づいており、これを改善するには図1中で右上方向に運用ポイントを移動させていく必要がある。しかしながら、移動通信においては、他のセル、セクタからの干渉の存在により、シャノン限界に加えて干渉による限界(図1中の干渉限界)が存在する。W-CDMA方式は、シャノン限界と干渉限界から定義される移動通信システムの運用限界内において実現可能な最大の周波数利用効率にかなり近い周波数利用効率を達成しており、これ以上の周波数利用効率の改善を実現するには、これらの限界自体を拡張する技術が必要となっている。

#### 【0009】

前記、アレイアンテナの適用は、干渉波に対する所望波の強度を強くすることができるため、干渉限界を押し上げることができる。これにより、システム運用限界は拡張されるが、シャノン限界は、図1中で右にいくほど傾きが鈍っており、アダプティブアレイアンテナによって周波数利用効率を大きく改善するためには、非常に強力な干渉低減が必要となってしまう。

#### 【0010】

一方、前記MIMO方式は、複数の伝送路を構築(伝送路マルチ化)できるため、単一の伝送路を利用していたこれまでのシステムのシャノン限界を図1中で上方向に拡大することができる。従って、周波数利用効率の改善効果は一見大きく見える。しかし、移動通信においては前記干渉限界が存在するため、シャノン限界が拡張されても干渉限界とシャノン限界で定義されるシステム運用が可能な領域は、やはりあまり大きく改善せず、MIMOを用いた効果を享受できない。

#### 【0011】

従って本発明の第一の目的は、前記システム運用限界を効果的に拡大し、周波数利用効率を大きく改善した移動通信システムを提供することにある。また、本発明の第二の目的は、端末の移動に伴って逐次変化する伝搬路に追従して、図1中の運用ポイントを適切に制御することにある。

#### 【0012】

##### 【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために、本発明の移動通信システムにおけるデータ伝送方法は、前記シャノン限界を拡張する伝送路マルチ化の手段と、前記干渉限界を拡張する干渉低減手段とを備えたことを特徴とする。より具体的には、送信側にM個の変調器とL個の送信アンテナを備え、M個の変調信号に対してM×L個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。

#### 【0013】



更に前記、本発明の第二の目的を達成するために、送信側には、通信路符号化手段、バッファ手段、M個の変調手段、L個の送信アンテナを備え、通信路符号化手段により符号化された符号語をバッファ手段に蓄え、受信側より正常受信が通知されるまでバッファ手段より逐次符号語の一部を読み出して、前記M個の変調手段にて変調し、M個の変調信号に対して $M \times L$ 個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。また、受信側ではN個の受信アンテナ、M個の復調手段、バッファ手段、通信路復号化手段を備え、符号語の一部を受信する毎に逐次バッファに蓄積し、蓄積された受信信号に対し、逐次通信路復号化を行い、正常に復号された時に送信側に正常受信を通知することを特徴とする。

#### 【0014】

##### 【発明の実施の形態】

図2に、本発明の第一の実施例を示す。送信信号は、通信路符号化器100にて、通信路符号化され、シリアル・パラレル変換などにてM個の信号を得る。これらM個の信号は、変調器101-1～101-Mで変調され、M個の複素変調信号（変調シンボル）を得る。変調器101-1～101-Mで行う変調は、多値変調でもよい。また、通信路符号化器の出力にあるシリアル・パラレル変換を変調器の後に配置することで、ひとつの変調器で順次M個の複素変調信号（変調シンボル）を得て、これらをシリアル・パラレル変換して後述の複素行列演算手段に提供する構成も回路規模の面から好ましい。これらM個の複素変調信号（変調シンボル）は、 $M \times L$ 個の複素係数から構成される複素行列と複素行列演算部109にて掛け合わされ、L個の複素信号を得る。該L個の複素信号はL個の送信アンテナ103-1～103-Lにて送信される。この際、複素行列演算部109にてM個の変調信号はL個の送信アンテナから異なる複素重みにて送信されることでビームフォーミングを施された状態で並列に送信される。受信側では、N個の受信アンテナ104-1～104-Nを用いて受信されたN個の受信信号に対して、 $N \times M$ 個の複素係数からなる複素行列とMIMO復調器108にて掛け合わされ、M個の複素信号（受信シンボル）を得る。該M個の複素信号（受信シンボル）に対して復調器106-1～106-Mにてそれぞれ復調を行い、M個の復調信号を得る。M個の復調信号は、通信路復号化器107に入力され、通信路復号処理を受け、受信データとして出力する。ここで、前記M個の複素信号（受信シンボル）に対し、ひとつの復調器で順次復号処理を行うことでM個の復調信号を得て、前記、通信路復号化器107に順次供給する構成も回路規模の面から好ましい。ここで、送信側と受信側は、いずれが基地局であっても移動局であってもよい。

#### 【0015】

図14に前記通信路符号化器100の構成例を示す。図14は、ターボ符号を用いたものである。送信データはまず誤り検出符号付加手段200にて、誤り検出符号を付加する。次にターボ符号器201にて2つの再帰的組織畳み込み符号器204、206とインタリーブ205によって符号化され符号語U、Y1、Y2を出力する。更にパラレル・シリアル（P/S）変換器202にて一連の符号語として出力する。この際、出力するビット列の順番を入れ替えるインタリーブ処理を同時に施すことが望ましい。

#### 【0016】

図4に変調器101-1～101-Mにて変調された変調信号の構造を示す。M個の各変調信号はデータ信号D-1～D-Mと定期的に挿入される基準信号P-1～P-Mからなる。データ信号D-1～D-Mは、送信データによって作られる信号で、送信データによって変化する。一方、基準信号P-1～P-Mは、システムで決められた既知の信号で、受信側でMIMO復調器108、及び復調器106-1～106-Mにて復調の際の参照信号として用いられる。

#### 【0017】

図7に、前記複素行列演算部109の動作を示す。変調信号D-1～D-M（P-1～P-M）は $M \times L$ 個の複素係数から構成される複素行列[A]と乗算され、L個の複素信号T-1～T-Lを得る。この際、複素行列[A]を求める必要がある。アダプティブアレイアンテナと同じ考え方で変調信号D-1～D-M（P-1～P-M）について独立にビ

ームフォーミングを行うと、結果として行列[A]の列ベクトルはすべて同一の値となってしまふ。この結果、 $D-1 \sim D-M$  ( $P-1 \sim P-M$ ) が受信側で分離できなくなってしまうため、従来のビームフォーミングの考え方で行列[A]を求めることは出来ない。本発明における複素行列[A]は、実現される通信路容量  $C = \log_2 (\det(I + (P_s/P_n)(HA)(HA)^H))$  を最大化するようにとるのが望ましい。ここで、 $\det()$  は行列式、 $P_s$  はM個の送信信号の平均電力、 $P_n$  は平均受信雑音電力、 $I$  は単位行列、 $( )^H$  は行列の複素共役転置を表すものとする。また、 $H$  はL個の送信アンテナとN個の受信アンテナ間の伝搬行列で  $L \times N$  個の複素行列として表現できる。Cを最大化するための行列Aを求める具体的方法としては、 $\sum (A_{ij})^2$  ( $i=1 \sim L, j=1 \sim M$ ) を一定値とする制限の中で、一般的な多変数非線形関数の最大化アルゴリズムを用いればよい。 $\sum (A_{ij})^2$  を一定値とするのは、送信電力を規定するためである。なお、MIMO伝搬路に関する情報である行列Hは、受信側で観測した結果を送信側に通知することで方法がもっとも考えやすいが、送受逆方向の通信が存在する場合、逆方向の信号を観測することで伝搬路行列Hを導出することも可能である。また、伝搬路行列Hについて、信頼できる情報がまったく得られない場合は、行列[A]を乱数的に生成することも可能であるが、この場合は、アダプティブアレイアンテナのビームフォーミングの効果は得られず、送信ダイバーシティ効果のみが得られることとなる。

#### 【0018】

図8に前記MIMO復調器108の動作を示す。N個の受信アンテナ104-1~104-Nからの受信信号 $R-1 \sim R-N$ に  $N \times M$  の複素行列[B]を乗算し、M個のMIMO復調信号 $D'-1 \sim D'-M$ を得る。ここで、複素行列[B]は、送信側の複素行列演算部および伝搬路で互いに混ざり合ったM個の変調信号を分離するように構成する。具体的には、前記図4に示した基準信号 $P-1 \sim P-M$  が送られたはずの既知の信号になるべく近くなるように[B]を決定すればよい。このためには、雑音や干渉による影響を最小化するMMSE (Minimum Mean Square Error) アルゴリズムを適用すればよい。

#### 【0019】

図15に前記通信路復号化器107の構成例を示す。復調器106-1~106-Mで復調された受信した一連の信号は、シリアル・パラレル(S/P)変換器212にて $U'$ 、 $Y1'$ 、 $Y2'$ に分離され、ターボ復号器203にて復号処理を受け、復号結果 $U''$ を出力する。この際、復号器207、209とインタリーブ208、211、デインタリーブ210を繰り返し用いた繰り返し復号により受信誤りが訂正される。送信側の通信路符号化器でインタリーブ処理が施されている場合は、前記シリアル・パラレル(S/P)変換器212にて対応するデインタリーブ処理を同時に施すものとする。

#### 【0020】

以上、第一の実施例によれば、MIMO方式による伝送路マルチ化の効果と、アダプティブアレイアンテナによる干渉低減効果の双方が享受でき、図1中4Gと書かれたポイントに示すように周波数利用効率を大きく改善した移動通信におけるデータ伝送方法が提供される。ただし、伝搬路の状況によっては必ずしも目標としたポイントで運用することが出来るとは限らない。例えば、MIMO伝搬路の伝搬路行列Hの行ベクトル間の相関が強くなり伝搬路の並列度、すなわち有効に利用できる並列伝送路数が減少してしまうような場合は、行列Aの一部の列ベクトルに成分が偏り、伝送路マルチ化の効果が乏しくなってくる。このような場合は、逆にビームフォーミングの効果が得られやすくなるため、干渉低減の効果が大きくなってくる。従って、図1中での運用ポイントは右側に偏移させることが望ましい。このためには、変調多値数を大きくすること、および、符号化率を大きくして冗長度を下げることのいずれか、もしくはその両方を行うことで実現することになる。

#### 【0021】

次に、図3に本発明の第二の実施例を示す。通信路符号化器101、複素行列演算部109、送信アンテナ103-1~103-L、受信アンテナ104-1~104-N、MI

MO復調器108、通信路復号化器107の動作は、第一の実施例と同一である。第二の実施例においては、通信路符号化された符号語はバッファ110に一時蓄えられる。バッファ110に蓄えられた符号語は、少しずつ読み出され変調器111-1~111-2にて変調される。この際、QAM(Quadrature Amplitude Modulation)などの多値変調方式によって複数ビットを同時に変調することが望ましい。バッファ110からの読み出し動作、及び変調動作は受信側より正常受信が通知されるまで繰り返して行う。受信側では、MIMO復調器108からの出力信号(受信シンボル)に対し、それぞれ送信側の変調器111-1~111-Mに対応した復調器112-1~112-Mにて復調を施しバッファ113に逐次累積する。バッファ113は、一符号化単位の受信を完了していなくても少し受信信号が累積される度に累積結果を通信路復号化器107に送り出し、復号を試行する。復号結果は誤り検出器114にて送信側で付加された誤り検出符号を用いて検査を行い、結果を送信側に通知する。誤りなく正常に受信できたことを検出すると、バッファ113をクリアし、次の符号化単位の復号に備える。バッファ115には、通信路復号化器107による復号結果が逐次オーバーライトされて蓄積されるが、誤り検出器114から正常に受信できたことの通知があると、受信信号として出力される。

#### 【0022】

図9にバッファ110の構成例を示す。符号化器110から出力される位置符号化単位の符号語は、書き込みアドレス発生器120によって発生されたアドレスに従い、メモリ121に順次書き込まれる。一方、書き込まれた符号語は、読み出しアドレス発生器122によって発生されたアドレスに従い、順次部分的に読み出され、シリアル・パラレル(S/P)変換器123によって並列化され、前記変調器111-1~111-Mに供給される。ここで、一符号化単位の符号語をすべて送りきっても、受信側から正常受信が通知されない場合、既にメモリ121中に蓄積されている符号語を再度読み出して送りなおす。この際、読み出しアドレス発生器122から発生するアドレスの順番を変えることが望ましい。これにより、符号語のビット毎の信号品質の偏りをなくすことが出来る。

#### 【0023】

図5に前記変調器111-1~111-Mの動作を示す。上から64QAM, 16QAM, QPSKの動作を示している。64QAMでは(b0, b1, ..., b5)の6bitを一まとめとして64通りのビットの組み合わせをI, Q複素平面上の64点にマッピングして出力信号I+jQ(変調シンボル)を得る。同様に16QAMでは(b0, b1, b2, b3)の4bitを16点に、QPSKでは(b0, b1)の2bitを4点にマッピングする。

#### 【0024】

図6に復調器112-1~112-Mの動作を示す。図6では16QAMの場合の動作を示しているが、他の変調方式においても同様である。(b0, b1, b2, b3)の4bitの復調結果を得るにあたり、図中、四角の点で示す受信信号点(受信シンボル)から、b0=0に対応する変調信号点、b0=1に対応する変調信号点のうちもっとも近い物をそれぞれ選択し、受信信号点(受信シンボル)からの距離をそれぞれ測定し、L00, L01とする。この結果より、b0の受信信号尤度として $L00^2 - L01^2$ を出力することで復号を行う。b1~b3についても同様である。

#### 【0025】

図10に前記バッファ113の構成例を示す。前記復調器112-1~112-Mの復調結果は、パラレル・シリアル(P/S)変換器124にて一連の復調信号列に変換される。一方、書き込みアドレス発生器125によって発生されたアドレスに従い、これまでに受信した同一の符号語に対する復調信号をメモリ126から読み出し、加算器127にて前記パラレル・シリアル(P/S)変換器124から出力された一連の復調信号列と加算され、再度メモリ126に蓄えられる。メモリ126に蓄えられた復調結果は、一符号化単位の受信を完了していなくても少し受信信号が累積される度に読み出しアドレス発生器128に従ってメモリ126から読み出され、通信路復号化器107に送り出される。誤

り検出器114で誤りなく復号できたことが検出された信号が供給されると、メモリ126、および書き込みアドレス発生器125を初期化し、次の符号語の受信に備える。なお、当然ではあるが、図10中の書き込みアドレス発生器125と読み出しアドレス発生器128の関係は、前記図9中の書き込みアドレス発生器120と読み出しアドレス発生器122の関係と互いに逆の関係としなくてはならない。

#### 【0026】

以上、第二の実施例の送信側の動作を図10に、受信側の動作を図11に示す。送信側においては、まず、一符号化単位の符号化を行い、符号語を生成する(300)。次に送信繰り返し回数をカウントする変数nを1に初期化する(301)。更に、伝送路の状態に応じて変調器111-1~111-Mで行う変調方式を決定する(302)。n回目の送信がまだ行われていない符号語の一部を変調して送信する(303)。受信側から正常受信が通知されれば300に戻り、次の符号語を生成する。正常受信が通知されなければ、302に戻り残りの符号語の送信を続ける。ただし、n回目の符号語の送信が完了した場合は、nを1増やして(306)符号語を重複しておく。受信側では、受信に先立ち、まず、一符号化単位の符号語に対応する受信信号の尤度をクリアする(310)。次に受信繰り返し回数をカウントする変数nを1に初期化する(311)。更に、伝送路の状態に応じて復調器112-1~112-Mで行う復調方式を定める変調方式を決定する(312)。送られた符号語の一部を復調し、復調結果の尤度をこれまでの受信信号による尤度と合成する(313, 314)。それまでに復調した結果を用いて、符号化単位全体が正常に復号できているか確認し(315)、復号できていれば復号結果を出力(318)し、送信側にたいして正常受信を通知(319)し、310に戻る。正常に復号できていないときには更に受信信号の復調を続ける(316, 317)。ここで、変調方式を決定するに当たり、伝搬路の瞬時的な品質を参照して、品質がよければ多値数の大きな変調方式、品質が悪ければ多値数の小さな変調方式を選択するのが適当である。より簡便には、図13に示すように、これまでに符号語をどの程度送信したかによって変調方式を決定することも好ましい。図13に示すような制御を行うことで、簡便ではあるが、少ない符号語で送信が完了すれば、平均的には高い多値数で伝送されたこととなり、符号語を多く送るほど実質的な多値数は小さくなる。少ない符号語で送信が完了するということは、伝搬路の品質が良いことを意味しており、より多くの符号語を必要とするということは伝搬路の品質が悪いことを意味する。従って、図13に示す制御によって、伝搬路の状況に応じて変調方式を制御したことと同様な効果が期待できる。

#### 【0027】

以上、第二の実施例によれば、一符号化単位の送信にかかる時間が伝搬路の状況に応じて自動的に変化し、結果として、図1中の運用ポイントを適切に制御されたことになる。ただし、第一の実施例と同様、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数の向上や符号化率の向上を行うことが望ましい。本第二の実施例では受信側で正常受信を確認するまで符号語を送り続けることで実質的に符号化率が適正に制御される。すなわち、符号語の一部を送ったのみで復号が成功すれば等価的に送られた符号語の冗長性が少なかったこととなり、実質的に符号化率が大きくなる。また、逆に符号語を何度も繰り返して送った結果、初めて復号が成功した場合には、実質的に符号化率が小さかったことになる。一方、変調多値数については第一の実施例と同様に制御することが望ましい。すなわち、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数を大きくとることが望ましい。これは、図13に示した変調多値数の切り替え制御と併用する場合、切り替え閾値を制御することに相当する。すなわち、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数を低下させるための符号語送信量の閾値を大きくすればよい。

#### 【0028】

##### 【発明の効果】

本発明によれば、これまでの技術を適用した移動通信システムのデータ伝送方式に比べて、周波数利用効率を大幅に改善したデータ伝送方式が提供できる。また、伝搬路の動的な変動に対しても変調方式、伝送速度が適切に制御されたデータ伝送方式が提供できる。

【 0 0 2 9 】

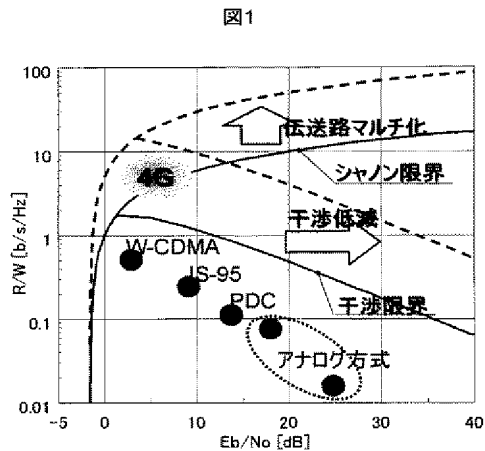
【図面の簡単な説明】

- 【図1】周波数利用効率とシステム運用限界を表した図。
- 【図2】本発明における第一の実施例の構成図。
- 【図3】本発明における第二の実施例の構成図。
- 【図4】本発明における変調信号フォーマットの例。
- 【図5】本発明における変調器の動作を示す図。
- 【図6】本発明における復調器の動作を示す図。
- 【図7】本発明における複素行列演算部の動作を示す図。
- 【図8】本発明におけるMIMO復調器の動作を示す図。
- 【図9】本発明の第二の実施例の送信側バッファの構成例。
- 【図10】本発明の第二の実施例の受信側バッファの構成例。
- 【図11】本発明の第二の実施例の送信側動作フロー図。
- 【図12】本発明の第二の実施例の受信側動作フロー図。
- 【図13】本発明の第二の実施例の変調多値数の制御例。
- 【図14】本発明の通信路符号化器の構成例。
- 【図15】本発明の通信路復号化器の構成例。
- 【図16】従来システムの周波数利用効率を示す図。
- 【図17】アダプティブアレイアンテナの構成例（従来例1）。
- 【図18】MIMO方式の送受信機の構成例（従来例2）。

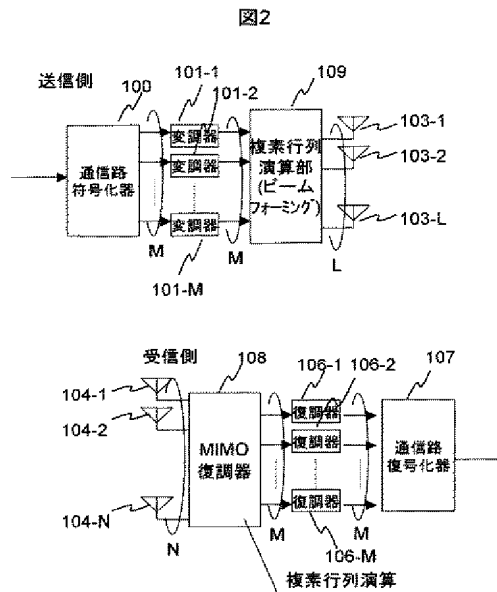
【符号の説明】

- 100 通信路符号化器
- 101-1～101-M, 111-1～111-M 変調器
- 109 複素行列演算部
- 103-1～103-L, M 送信アンテナ
- 104-1～104-N 受信アンテナ
- 108 MIMO復調器
- 106-1～106-M, 112-1～112-M 復調器
- 107 通信路復号化器
- 110 バッファ（送信側）
- 113 バッファ（受信側）
- 114 誤り検出器
- 115 バッファ。

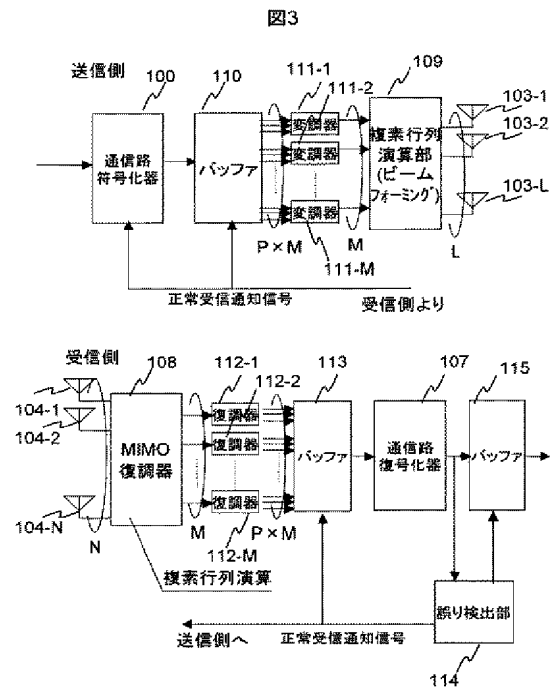
【図1】



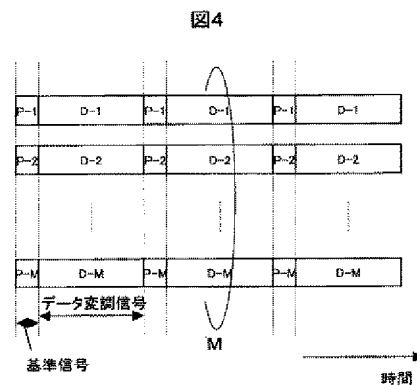
【図2】



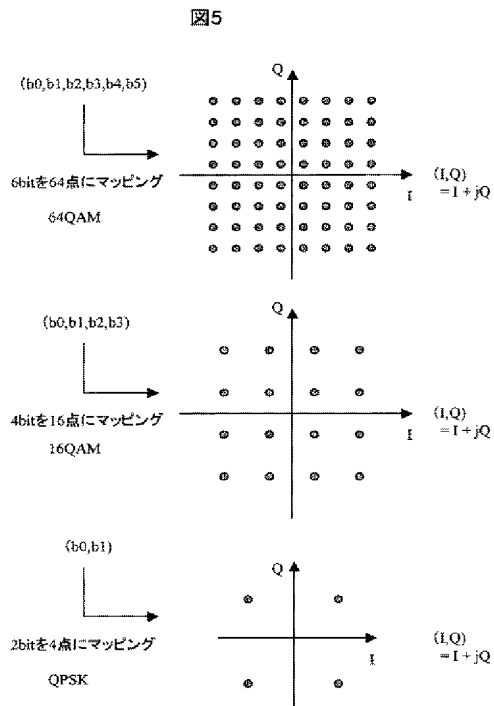
【図3】



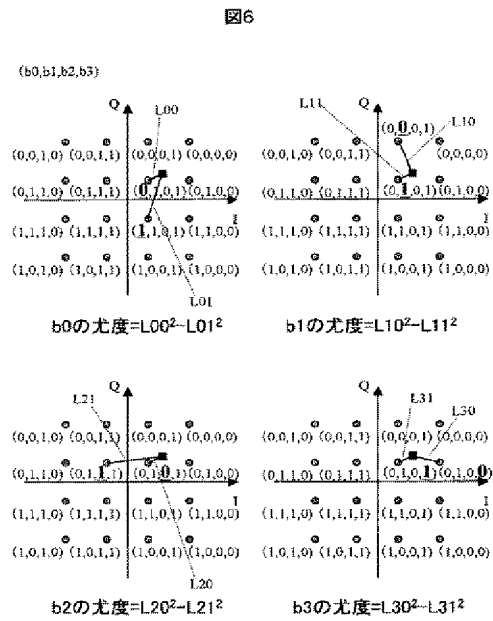
【図4】



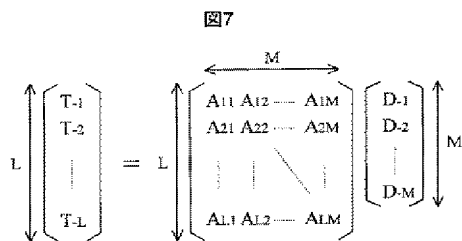
【図5】



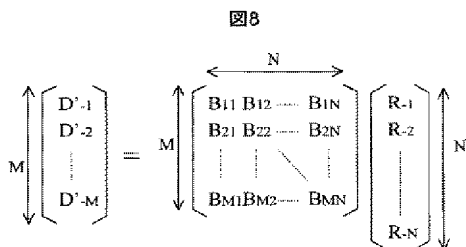
【図6】



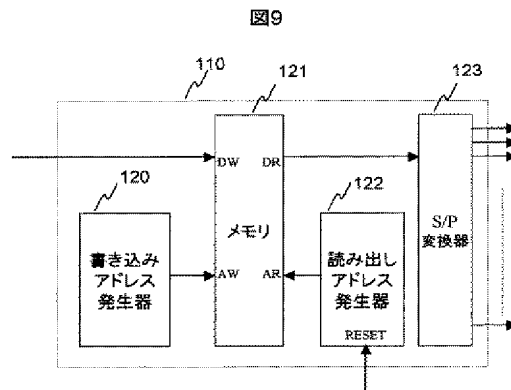
【図7】



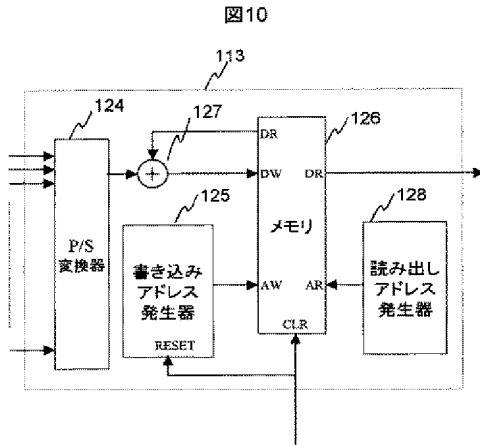
【図8】



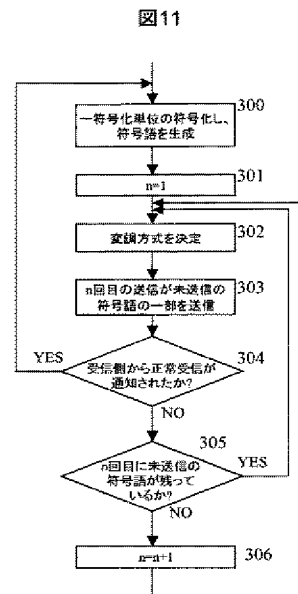
【図9】



【例10】



【☒11】



【例12】

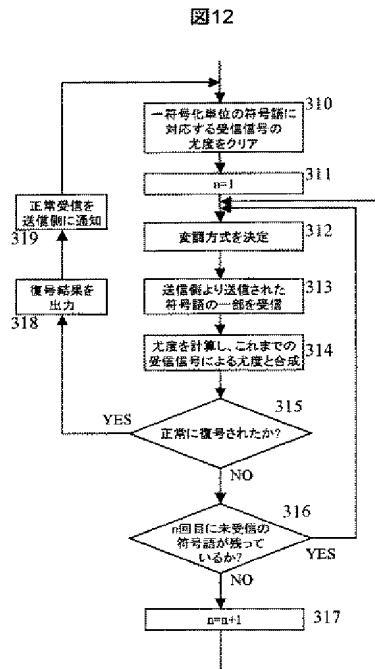
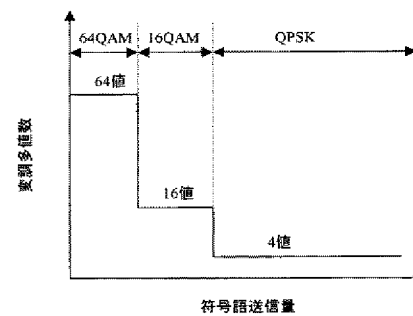


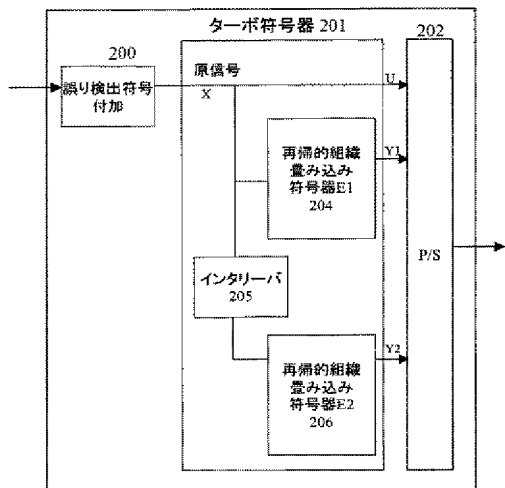
图13





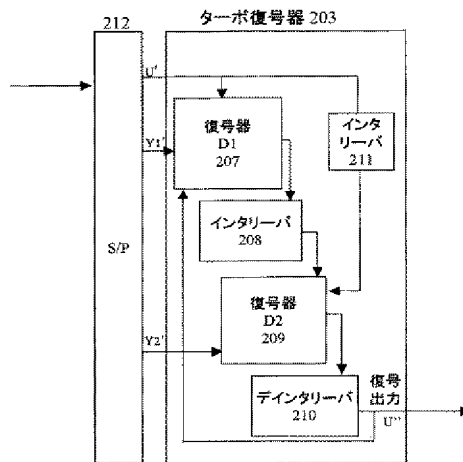
【図14】

図14



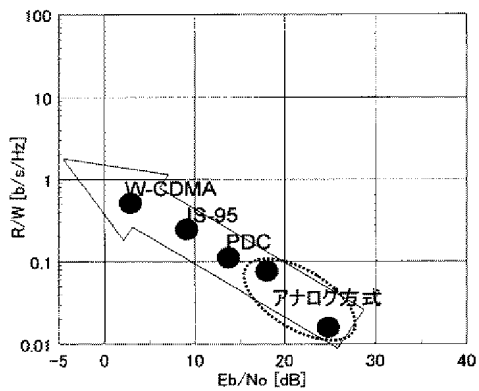
【図15】

図15



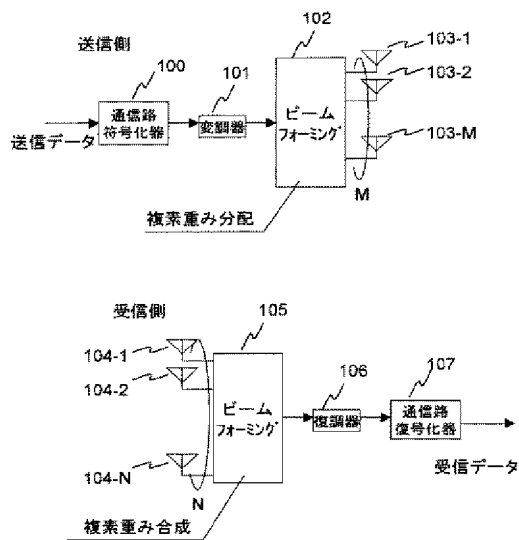
【図16】

図16

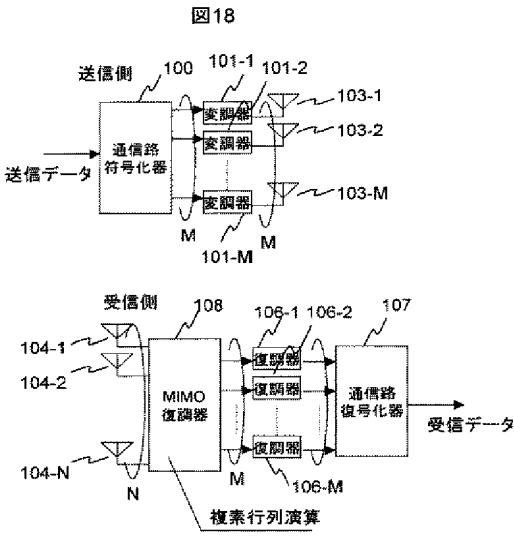


【図17】

図17



【図18】



(72)発明者 加藤 猛

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目２８０番地 株式会社日立製作所中央研究所内

Fターム(参考) 5K022 FF00



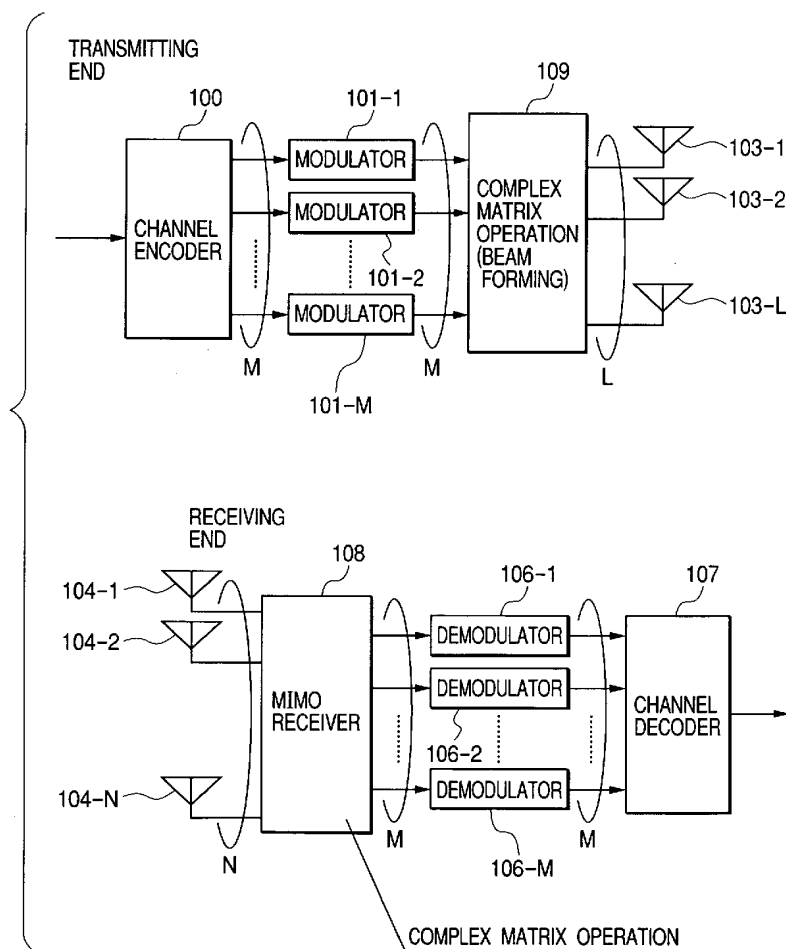
US 20040174840A1

(19) **United States**(12) **Patent Application Publication****Yano et al.**(10) **Pub. No.: US 2004/0174840 A1**(43) **Pub. Date: Sep. 9, 2004**(54) **DATA TRANSMISSION METHOD FOR A  
MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**(76) Inventors: **Takashi Yano**, Tokorozawa (JP);  
**Satoshi Tamaki**, Kokubunji (JP); **Seishi  
Hanaoka**, Kodaira (JP); **Takeshi Kato**,  
Akishima (JP)Correspondence Address:  
**ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS,  
LLP**  
**1300 NORTH SEVENTEENTH STREET  
SUITE 1800**  
**ARLINGTON, VA 22209-9889 (US)**(21) Appl. No.: **10/636,696**(22) Filed: **Aug. 8, 2003**(30) **Foreign Application Priority Data**

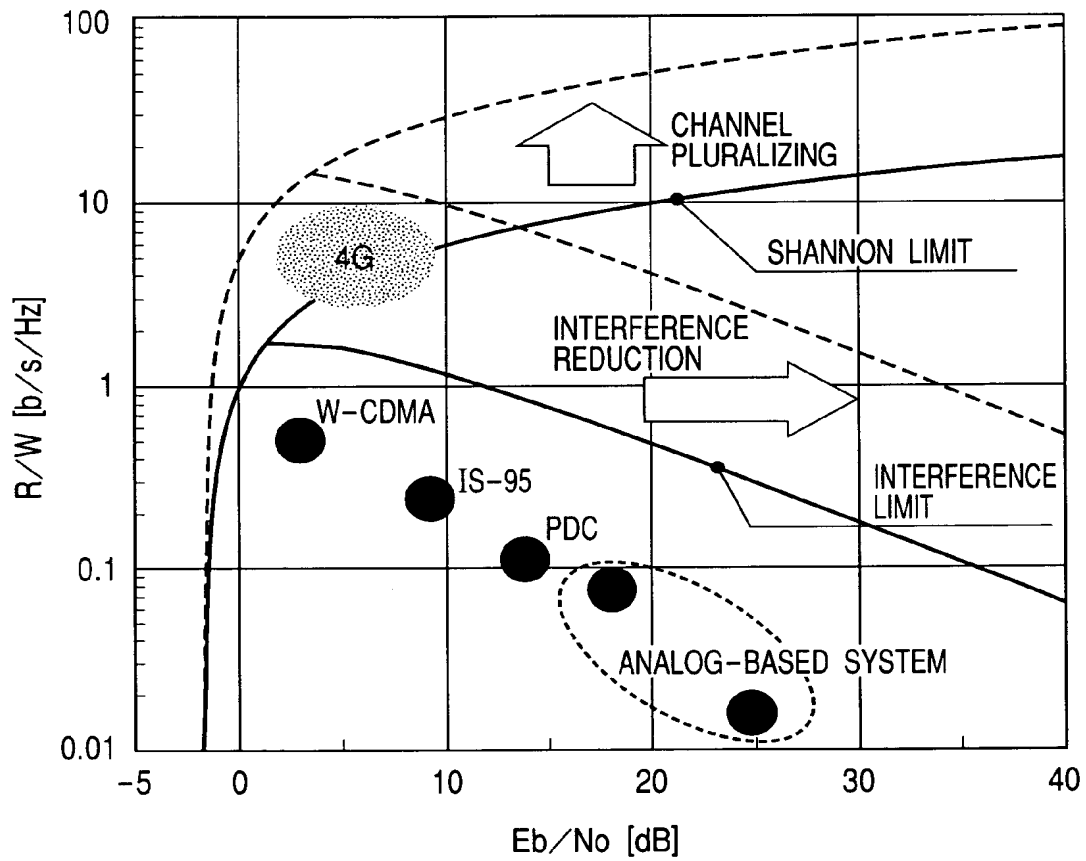
Mar. 3, 2003 (JP) ..... 2003-055096

**Publication Classification**(51) **Int. Cl.<sup>7</sup>** ..... **H04Q 7/00**(52) **U.S. Cl.** ..... **370/328**(57) **ABSTRACT**

This invention provides a mobile communication system which expanded the operation limitation of the heretofore adopted mobile communication systems and improved the spectrum efficiency greatly. A data transmission method for use in the mobile communication system of the present invention includes means for channel pluralizing by which to expand the Shannon limit and means for interference reduction by which to expand the interference limit. More specifically, a transmitting module comprises M units of modulators and L units of transmitting antennas, generates L units of signals by multiplying M units of modulated signals by a complex matrix consisting of M×L units of elements, and transmits the L units of signals from the L units of transmitting antennas.



**FIG. 1**



**FIG. 2**

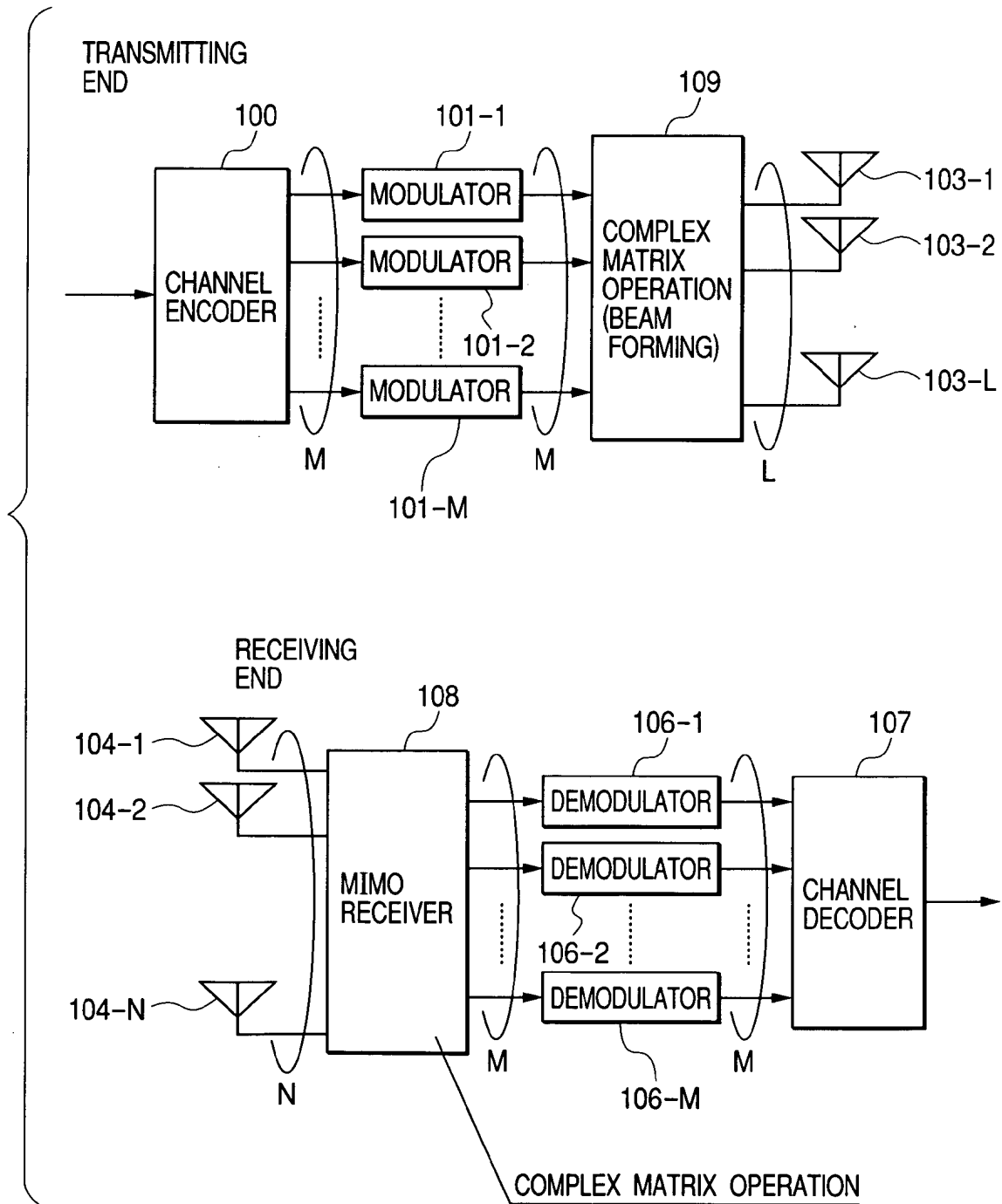
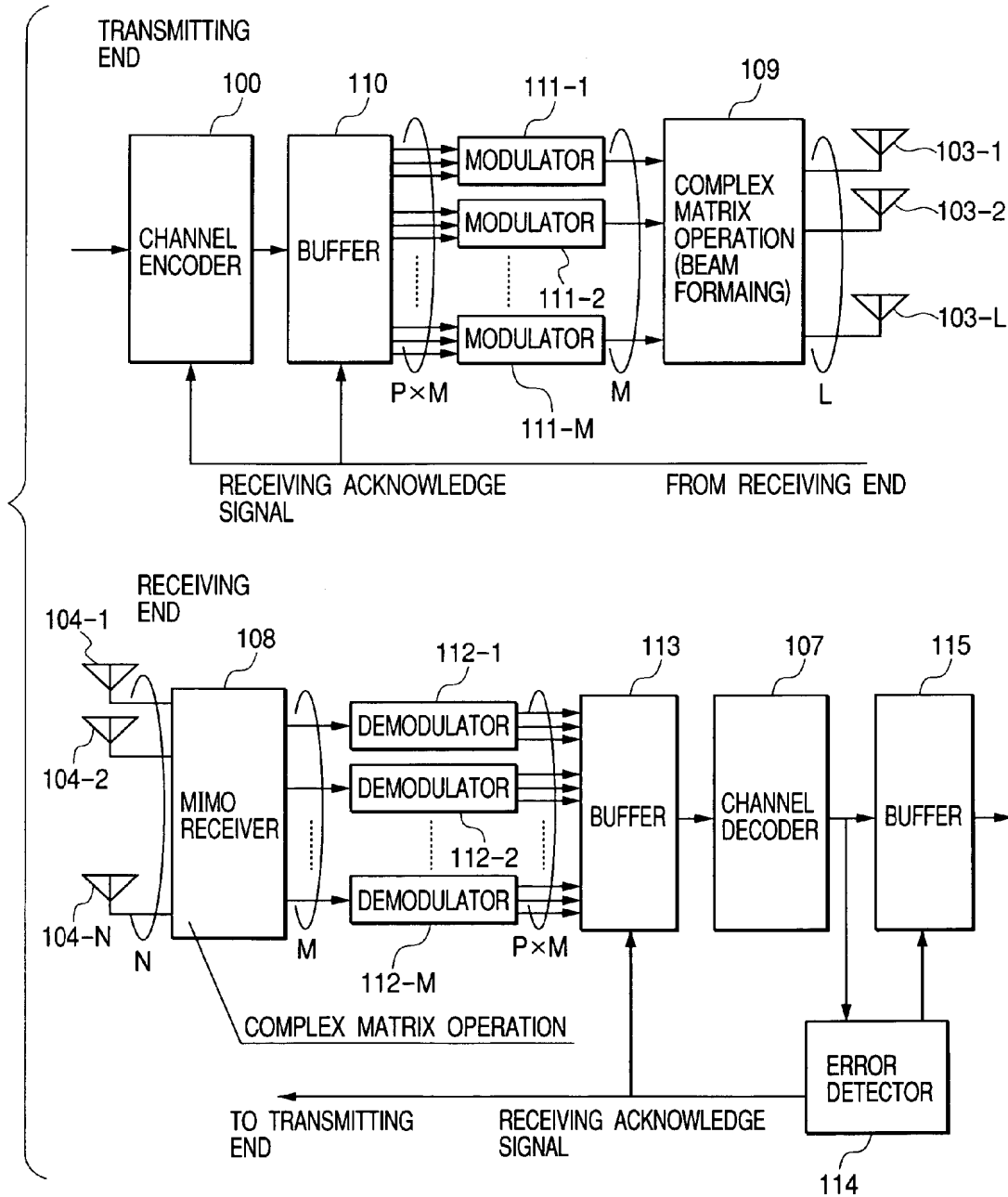


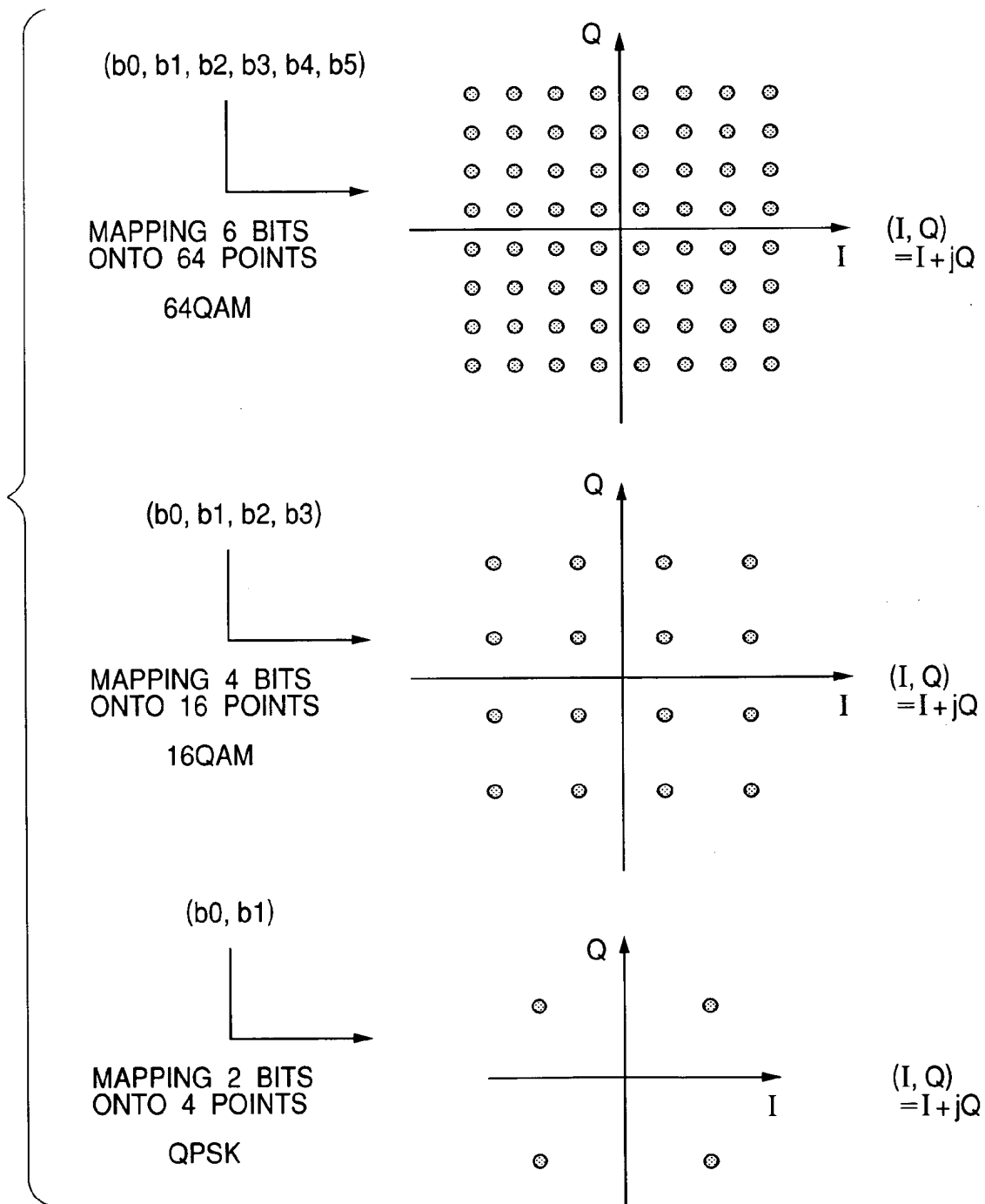
FIG. 3



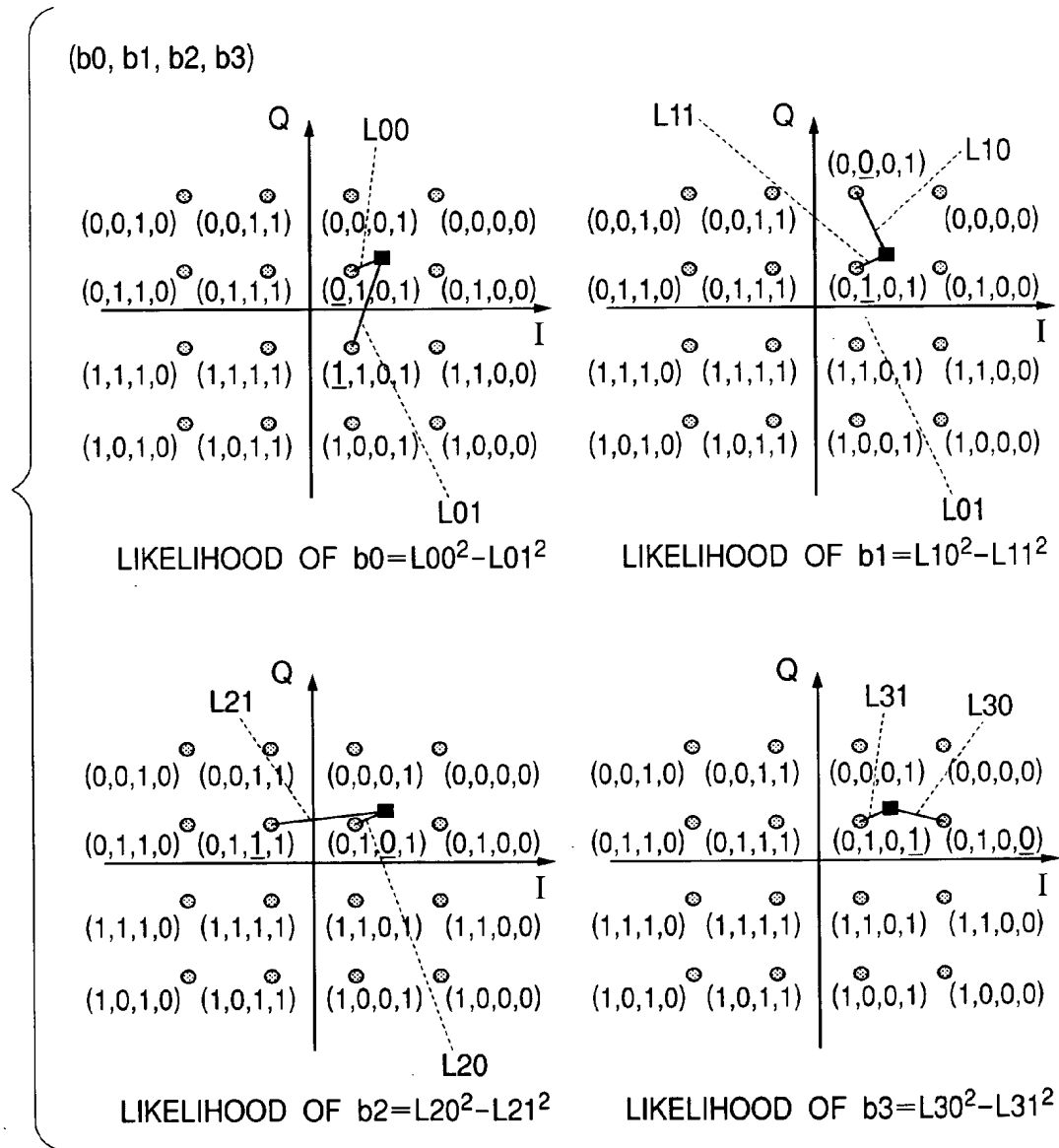




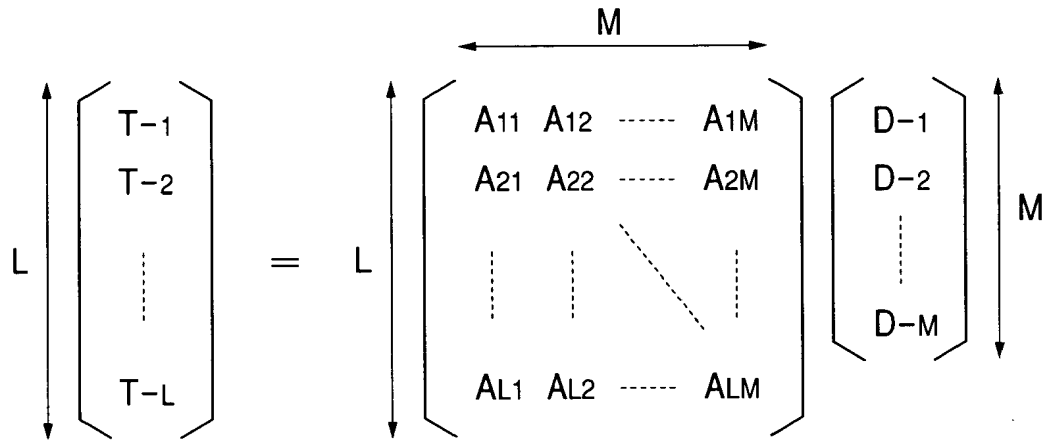
**FIG. 5**



**FIG. 6**



**FIG. 7**



**FIG. 8**

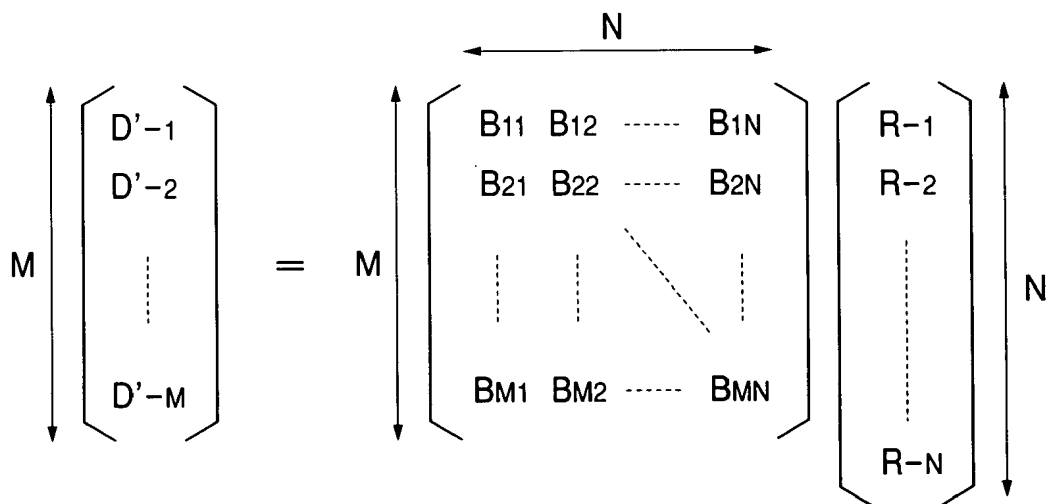


FIG. 9

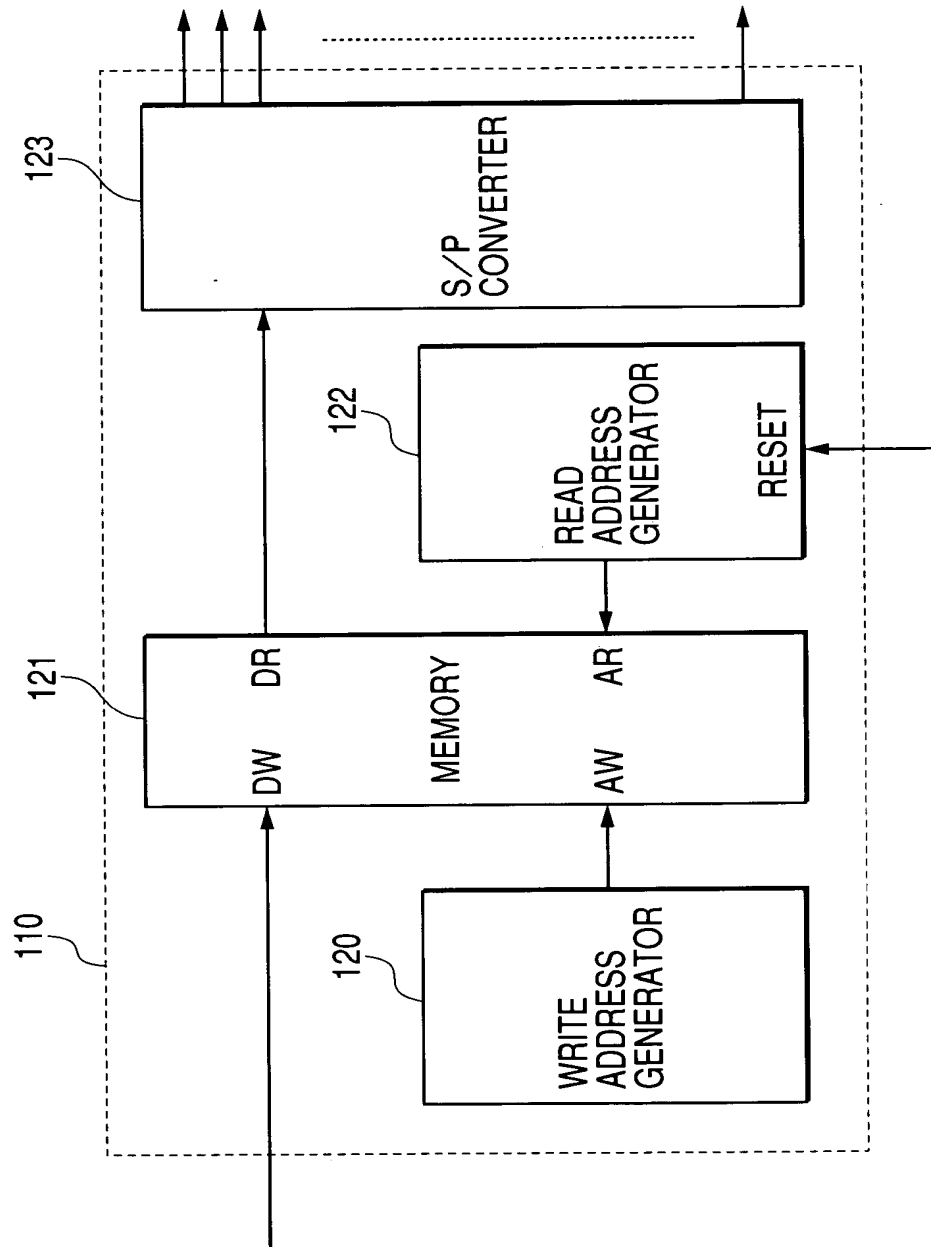
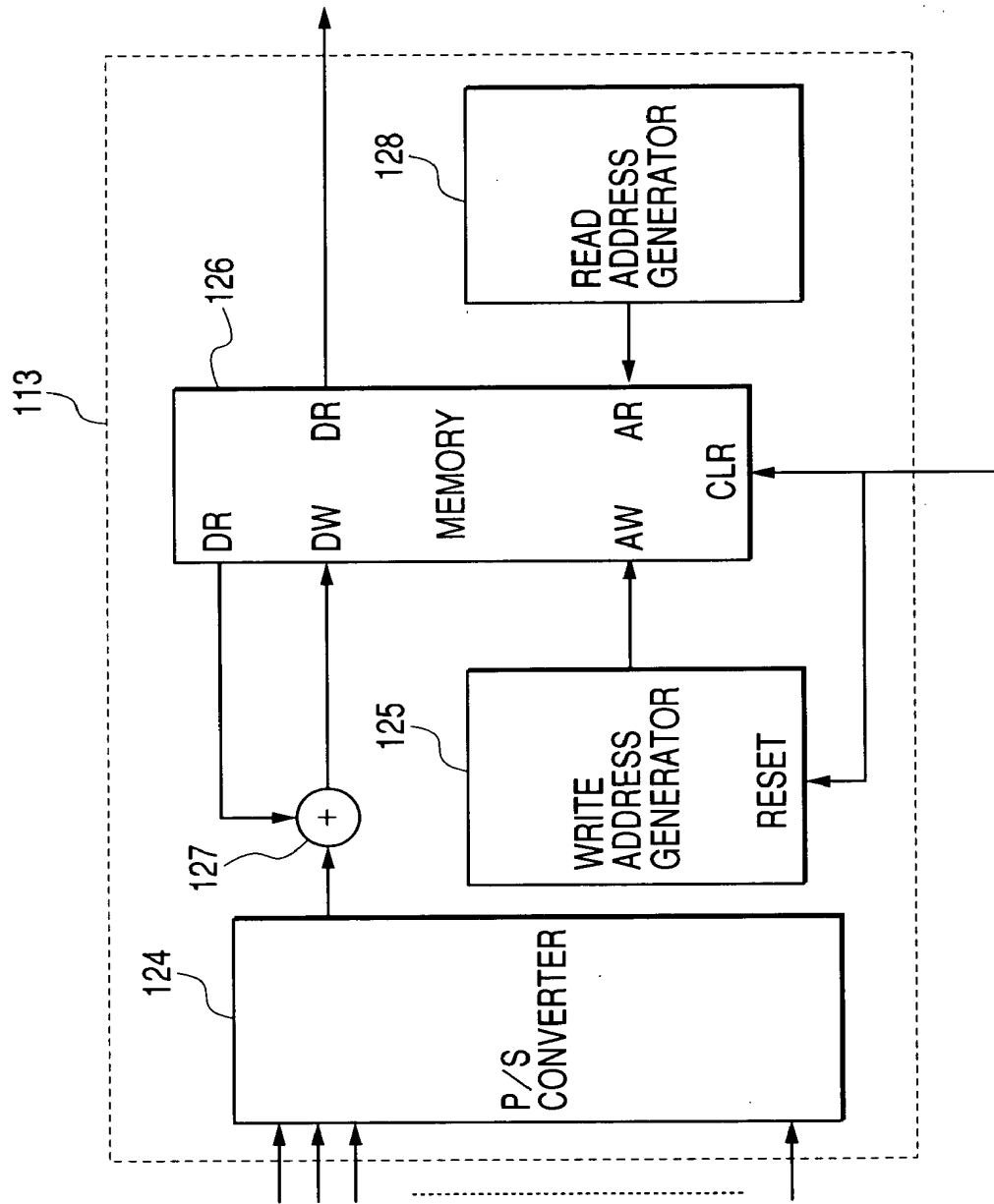
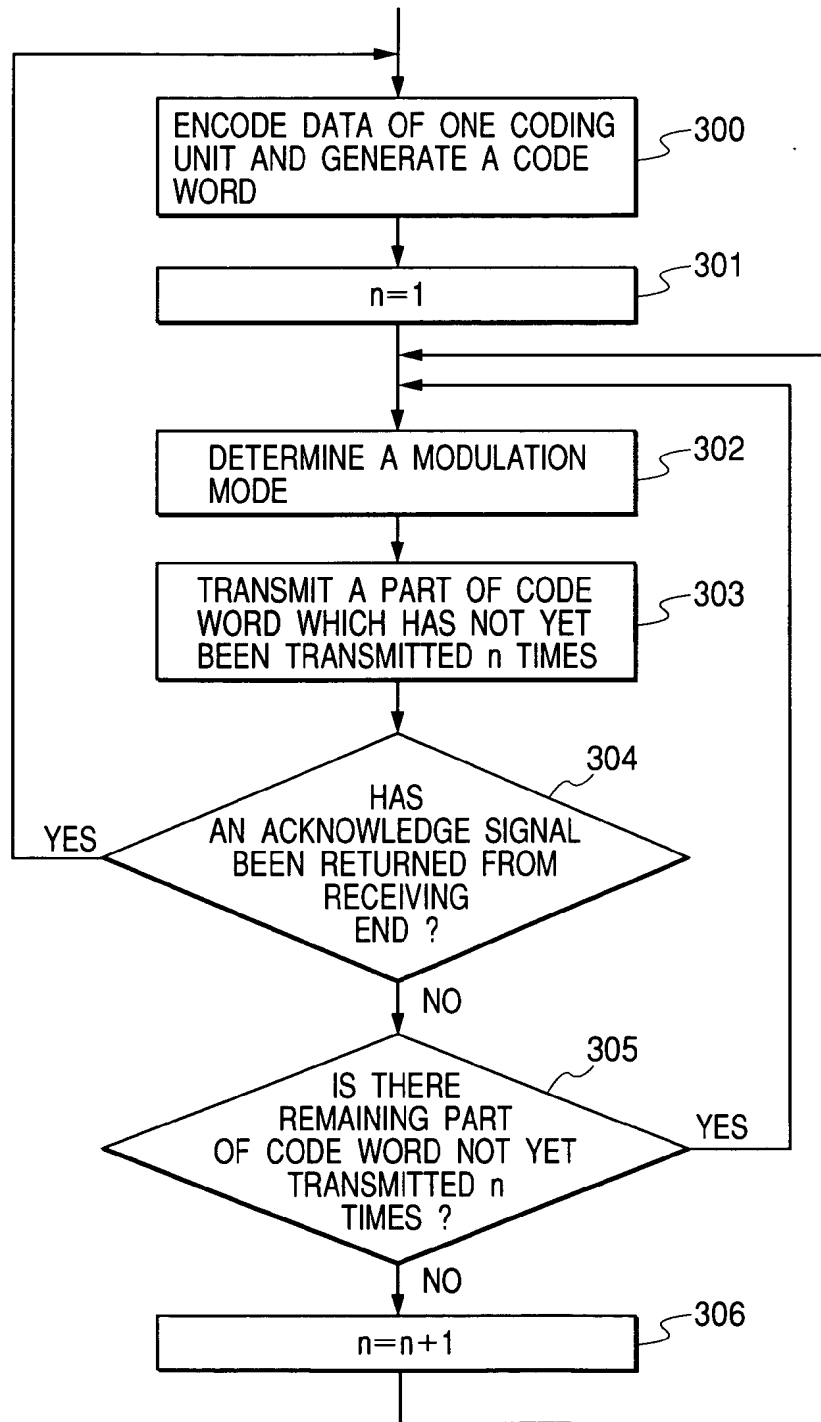


FIG. 10



**FIG. 11**



**FIG. 12**

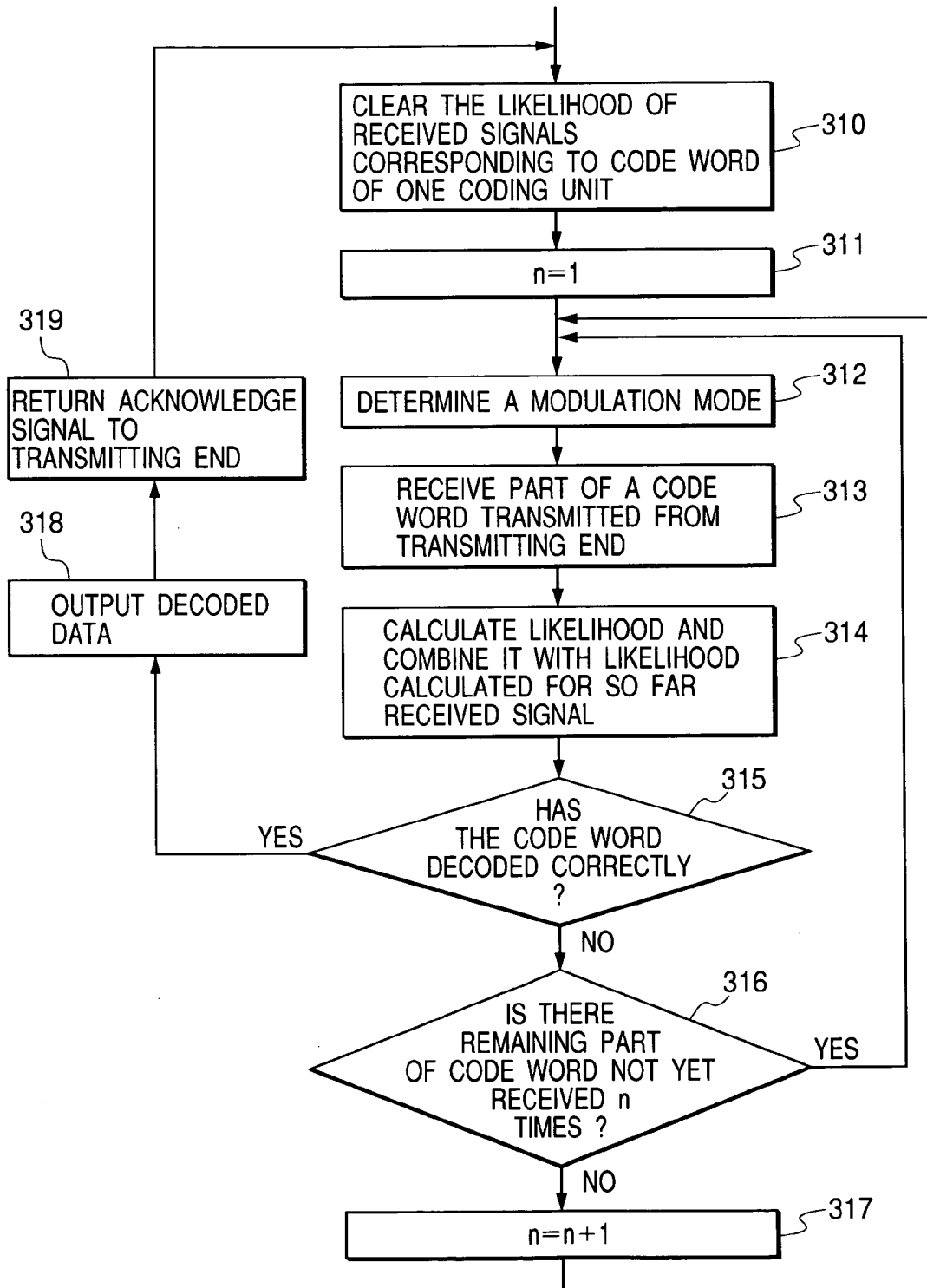


FIG. 13

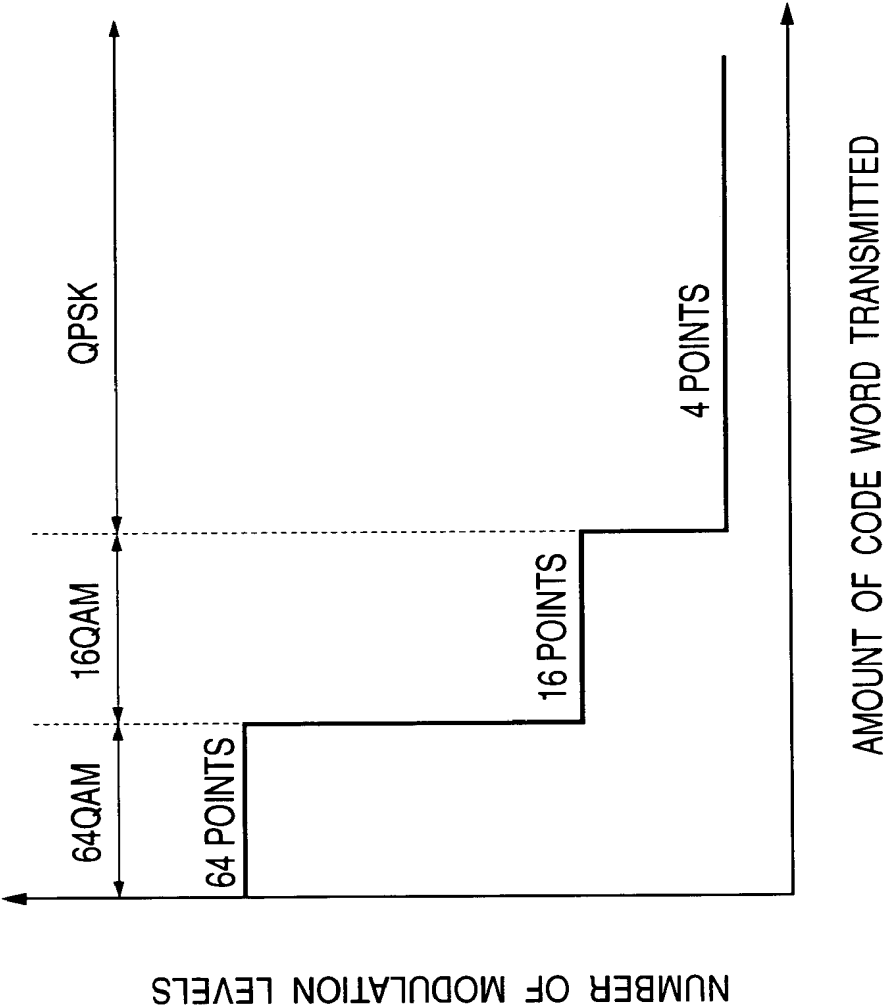




FIG. 14

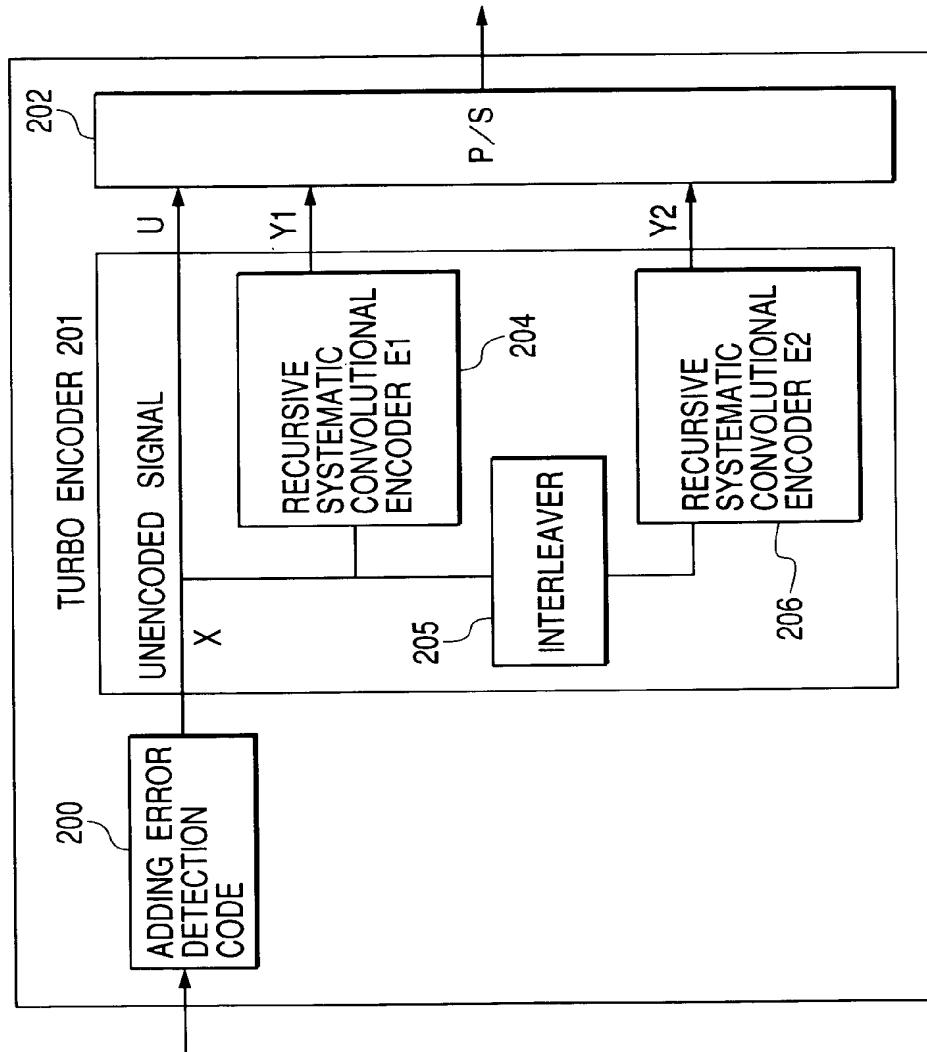
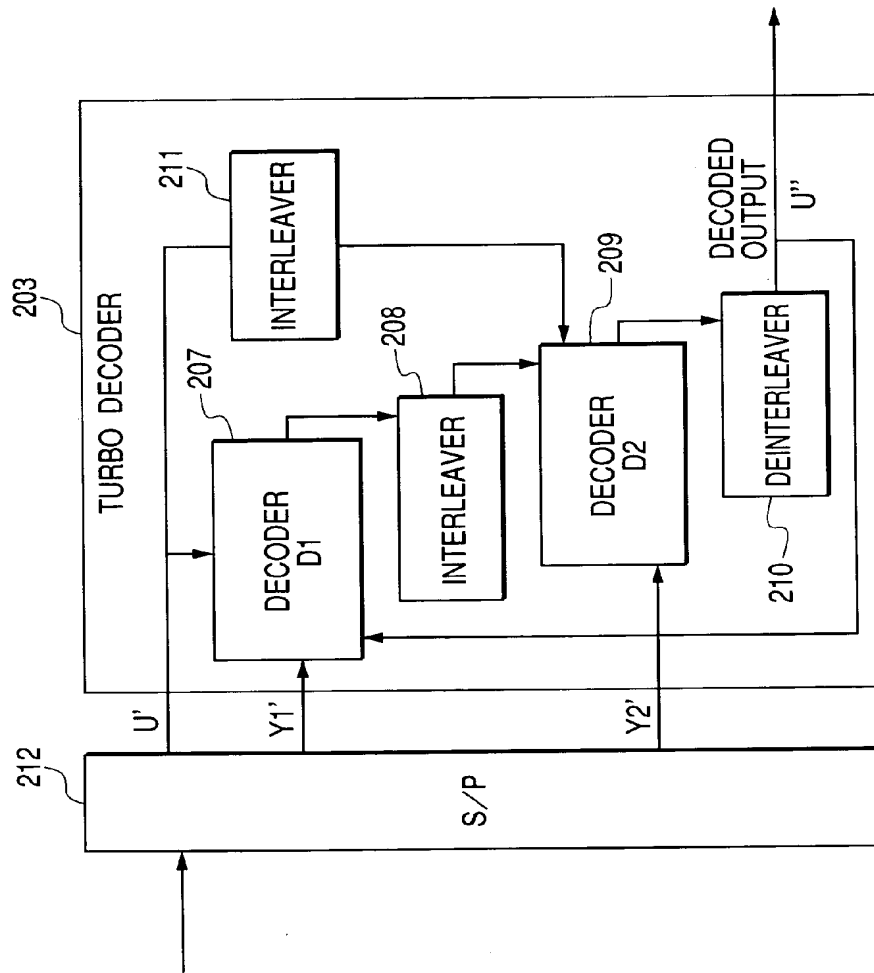
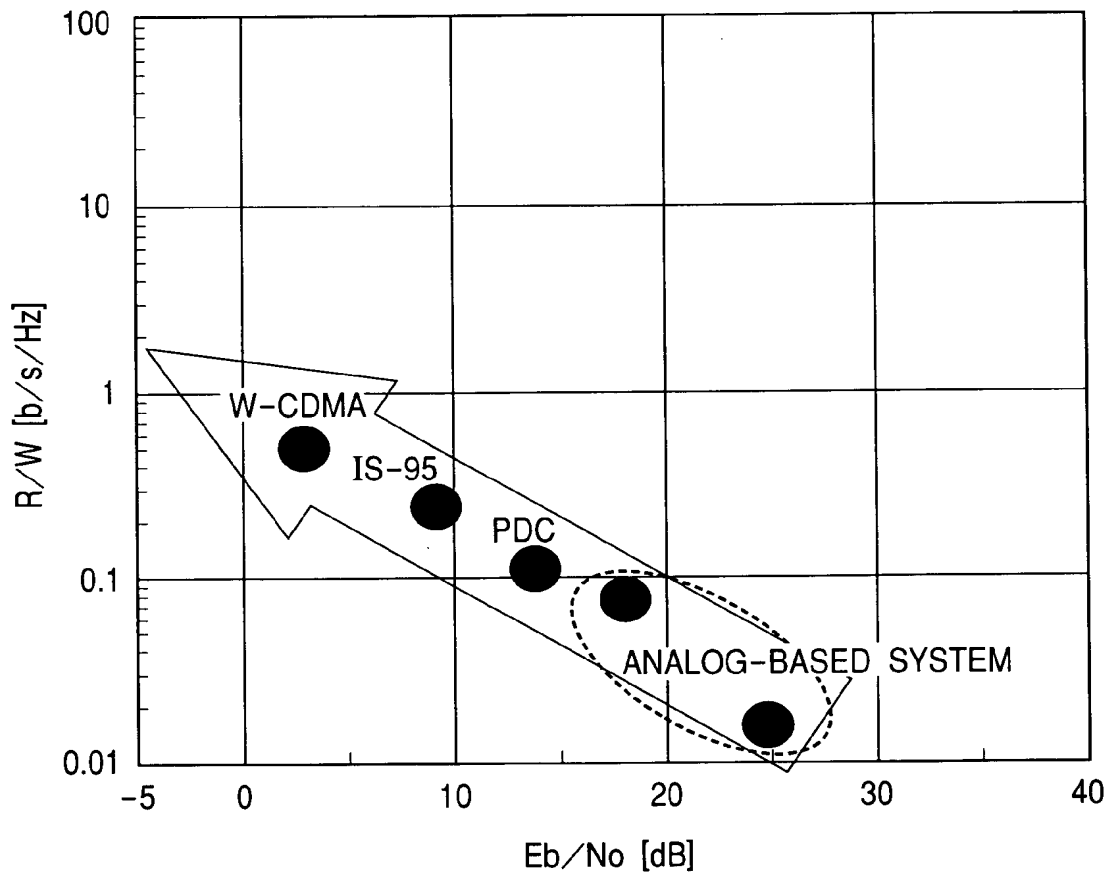


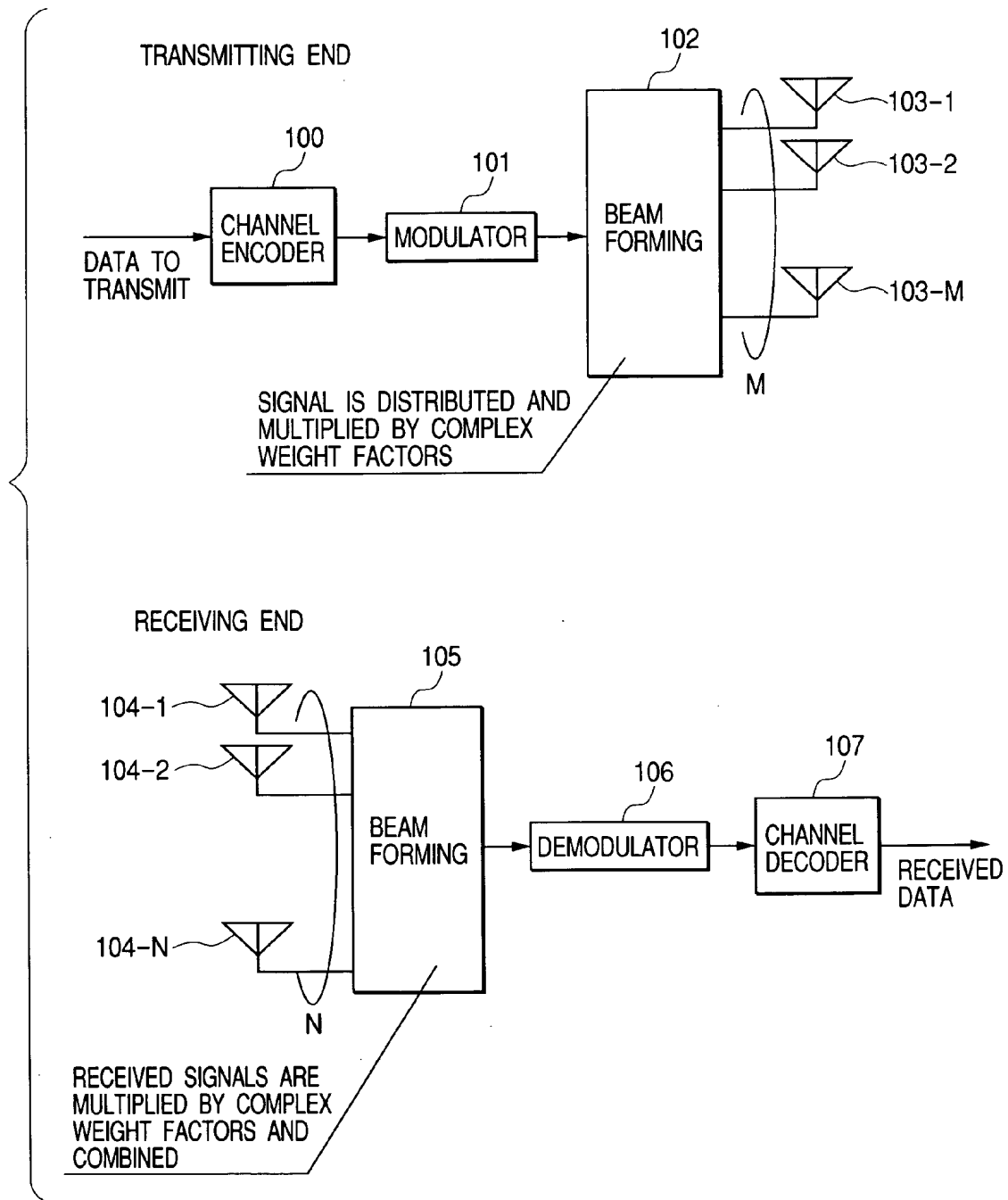
FIG. 15



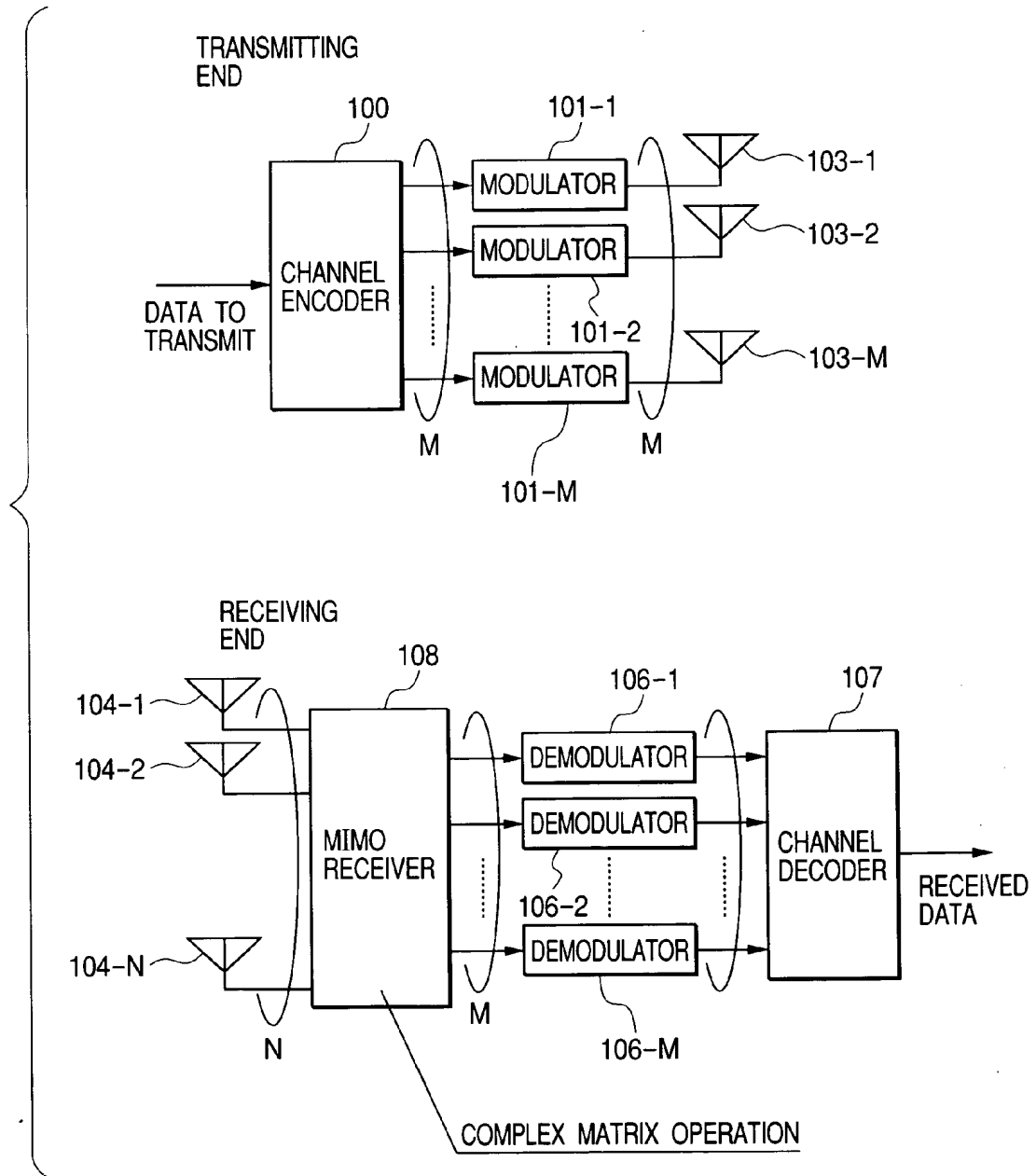
**FIG. 16**



**FIG. 17**



**FIG. 18**



## DATA TRANSMISSION METHOD FOR A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

### BACKGROUND OF THE INVENTION

[0001] 1. Field of the Invention

[0002] The present invention relates to a data transmission method in a mobile communication system.

[0003] 2. Description of Related Art

[0004] Since an Advanced Mobile Phone Service (AMPS) was started in the United States at the beginning of 1980s, and since an automobile telephone service was started in major cities of Japan, the number of cellular mobile users has so far multiplied dramatically. Accordingly, mobile communication systems were required to have a large capacity enough to accommodate a great number of users and analog cellular services using a large-capacity backbone network were launched in 1988. These analog cellular services are called the first generation (1G). Thereafter, digital cellular mobile telephone services based on Time Division Multiple Access (TDMA), positioned as the second generation, were started in the early 1990s. In Europe, a Global System for Mobile Communications (GSM) was started in 1991. In Japan, a Personal Digital Cellular (PDC) service was started in 1993. In the United States, a Digital AMPS (D-AMPS) (IS-54) was launched in 1993. These 2G systems led to the current prosperity of mobile communications. Somewhat later, an IS-95 (cdmaOne) system which adopted Code Division Multiple Access (CDMA) was put into practical use, and the IS-95 service was launched in South Korea and the United States in 1996 and also in Japan in 1998. Some calls the IS-95 based systems the second and a half generation (2.5 G) to differentiate them from the second generation (2G) TDMA systems. In October, 2001, a W-CDMA service, which is a system of IMT-2000, positioned as the third generation (3G), was launched in Japan.

[0005] Active efforts toward the next generation mobile communications, the fourth generation mobile communications (4G) are also being made and a goal of realizing mobile communications in a 100 Mbps cellular environment has come to be recognized widely. The communication rate of 100 Mbps is about 100 times as faster as the IMT-2000 and it is an important challenge how to achieve such a high transmission rate in as narrow a frequency band as possible in order to make effective use of finite resources of radio frequencies.

[0006] Spectrum efficiency, the term which will be used hereinafter, is defined as follows. Through the use of total bit rate  $R$  per cell (or sector if the system is divided into sectors) and system frequency bandwidth  $W$  which is used in expanding service area on to surface, a ratio of  $R/W$  is referred to as the spectrum efficiency. If a 1-Hz frequency band is assigned to a mobile communication system, this spectrum efficiency corresponds to a maximum bit rate allowed for a user who occupies one cell or sector. Enhancing the  $R/W$  ratio means enhancing the maximum bit rate that the system can provide to users.

[0007] When viewing the above mobile communication systems which have heretofore been adopted by a measure of the spectrum efficiency, it will be understood that the spectrum efficiency  $R/W$  has been improved more as the generation advances, as is shown in FIG. 16. Also, it is

indicated here that the spectrum efficiency improvement so far made to the mobile communication systems has a close relation to reduction in  $E_b/N_0$  required for the mobile communication systems.  $E_b$  denotes energy required to transmit one bit of data to be communicated and  $N_0$  denotes noise power density in the frequency band. It is reasonable that the reduction in the required  $E_b/N_0$  was achieved mainly by the following technologies: digitizing for 2G, CDMA and Viterbi code adopted for 2.5G, and Turbo code adopted for 3G.

[0008] Further spectrum efficiency improvement is expected for 4G to be made by new technologies which have not been utilized positively in the 3G and earlier mobile communication systems. One of such technologies is utilizing adaptive array antennas. A signal transmission method using the adaptive array antennas is depicted in FIG. 17. At the transmitting end, data to transmit is channel encoded **100** and modulated **100** and the modulated transmit signal is multiplied by  $M$  units of complex weight factors, and thereby transmit beams are generated (**102**). The beams are transmitted from  $M$  units of transmitting antennas (**103-1** through **103-M**). Each factor by which the transmit signal is multiplied during the beam forming **102** and the positions of the transmitting antennas (**103-1** through **103-M**) determine the pointing directions of the transmit beams. By controlling the pointing directions, the transmit beams can be configured to make radio beam emission power strongest in the direction toward the target receiver. At the receiving end, signals received by  $N$  units of receiving antennas (**104-1** through **104-N**) which are arranged in an array are multiplied by complex weight factors and added and combined (**105**). Each factor by which the received signals are multiplied during the beam forming **105** and the positions of the receiving antennas (**104-1** through **104-N**) determine the pointing directions of receiving beams. By controlling the pointing directions, the receiving beams can be configured to make radio beam receiving power strongest in the direction from the particular transmitter and relatively suppress radio beam receiving power in other directions. Thereby, the desired radio beam is made strong against interference beams.

[0009] Another one of the above-mentioned new technologies is utilizing Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) propagation channels. A signal transmission/reception method using the MIMO channels is depicted in FIG. 18. Data to transmit is channel encoded **100** into  $M$  units of different signals which are then respectively modulated by modulators (**101-1** through **101-M**) and transmitted from a plurality of transmitting antennas (**103-1** through **103-M**) which are arranged in an array. The  $M$  units of transmit signals are mixed complexly through the propagation channels and come to the receiving end. At the receiving end, signals received by  $N$  units of receiving antennas (**104-1** through **104-N**) which are arranged in an array are multiplied by a complex matrix of  $M$  rows by  $N$  columns (**108**), and thereby  $M$  units of signals are obtained. By configuring the complex matrix such that the signals mixed through the above propagation channels are separated each other, the signals corresponding to the signals modulated by the modulators **101-1** through **101-M** can be output from the MIMO receiver **108**. Then, the  $M$  units of signals are respectively demodulated by demodulators **106-1** through **106-M** and decoded by a channel decoder **107**, and thereby received data is obtained. In the above-described method, the  $M$  units

of different signals can be transmitted in parallel on the channels of the same radio frequency and communication with a high spectrum efficiency is considered achievable.

**[0010]** However, in fact, spectrum efficiency improvement to a great degree cannot be expected by applying the above-discussed technologies to mobile communication. There is a theoretical limitation to the spectrum efficiency, which is called a Shannon limit. As is shown in **FIG. 1**, the spectrum efficiency achieved by the third generation W-CDMA system comes near to the Shannon limit. For further spectrum efficiency improvement, the operation point must be moved such that  $E_b/N_0$  increases with increase in  $R/W$  in the graph of **FIG. 1**. However, because of the presence of interference from other cells and sectors in mobile communication environment, there is a limitation by interference (an interference limit curve shown in **FIG. 1**) in addition to the Shannon limit. It is indicated that the W-CDMA has achieved the spectrum efficiency near to the maximum spectrum efficiency within the limitation of mobile communication system operation defined by both the Shannon limit and the interference limit. In order to achieve further spectrum efficiency improvement, technology for expanding these limits is necessary.

**[0011]** Application of the foregoing array antennas can make the desired radio beam strong against the interference beams and, therefore, this can make the level of the interference limit up. Accordingly, the system operation limitation is expanded. However, as indicated by the Shannon limit curve shown in **FIG. 1**,  $R/W$  sharply rises when  $E_b/N_0$  increases up to 10 dB, but its rise becomes a little as  $E_b/N_0$  further increases from 10 dB to 40 dB. This indicates that powerful action for reducing interference is required to make a great improvement to the spectrum efficiency by the adaptive array antennas.

**[0012]** On the other hand, the foregoing MIMO channels enable configuring a plurality of channels (channel pluralizing) and, therefore, this can expand the Shannon limit of the previous systems using a single channel in the  $R/W$  up direction in the graph of **FIG. 1**. Thus, the effect of improvement to the spectrum efficiency appears to be great. However, because there is also the foregoing interference limit in mobile communication environment, the system operation available range defined by both the interference limit and the Shannon limit is not improved much after all even if the Shannon limit is expanded and the mobile communication system cannot take advantage of the effect using the MIMO channels.

#### SUMMARY OF THE INVENTION

**[0013]** It is therefore a first object of the present invention to provide a mobile communication system which expands the foregoing system operation limitation effectively and improves the spectrum efficiency greatly. A second object of the present invention is to control the operation point represented by the  $R/W$  vs.  $E_b/N_0$  curve in the graph of **FIG. 1** appropriately by tracking propagation channels which change in real time as mobile terminals move.

**[0014]** The present invention can provide a data transmission method by which the spectrum efficiency was greatly improved as compared with the data transmission methods carried out in mobile communication systems through the application of the previous technologies. Also, the invention

can provide a data transmission method in which modulation modes and transmission rates are controlled appropriately for dynamic change of propagation channels.

**[0015]** In order to solve the above-described problems, a data transmission method for use in a mobile communication system of the present invention includes means for channel pluralizing by which to expand the above-mentioned Shannon limit and means for interference reduction by which to expand the above-mentioned interference limit. More specifically, a transmitting module at the transmitting end comprises  $M$  units of modulators and  $L$  units of transmitting antennas, generates  $L$  units of signals by multiplying  $M$  units of modulated signals by a complex matrix consisting of  $M \times L$  units of elements, and transmits the  $L$  units of signals from the  $L$  units of transmitting antennas.

**[0016]** In order to achieve the foregoing second object of the present invention, the transmitting module comprises a channel encoding means, a buffer means,  $M$  units of modulation means, and  $L$  units of transmitting antennas, stores a code word encoded by the channel encoding means into the buffer means, serially reads part of the code word from the buffer means until a receiving acknowledge signal has been returned from the receiving end, modulates the part of the code word by the above  $M$  units of modulation means, generates  $L$  units of signals by multiplying  $M$  units of modulated signals by the complex matrix consisting of  $M \times L$  units of elements, and transmits the  $L$  units of signals from the  $L$  units of transmitting antennas. A receiving module at the receiving end comprises  $N$  units of receiving antennas,  $M$  units of demodulation means, buffer means, and a channel decoding means, each time receiving part of a code word, serially stores the part of the code word into the buffer, sequentially executes channel decoding of the received signals thus stored, and returns the receiving acknowledge signal to the transmitting end when the signals are decoded normally.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

**[0017]** **FIG. 1** is a graph representing spectrum efficiency and system operation limitation;

**[0018]** **FIG. 2** is a diagram showing the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 1 of the present invention;

**[0019]** **FIG. 3** is a diagram showing the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 2 of the present invention;

**[0020]** **FIG. 4** shows a modulated signal format example in the present invention;

**[0021]** **FIG. 5** is a diagram to explain the operation of modulators in the present invention;

**[0022]** **FIG. 6** is a diagram to explain the operation of demodulators in the present invention;

**[0023]** **FIG. 7** is a diagram to explain the operation of a complex matrix operation unit in the present invention;

**[0024]** **FIG. 8** is a diagram to explain the operation of a MIMO receiver in the present invention;

[0025] FIG. 9 shows a configuration example of a buffer at the transmitting end according to Embodiment 2 of the present invention;

[0026] FIG. 10 shows a configuration example of a buffer at the receiving end according to Embodiment 2 of the present invention;

[0027] FIG. 11 is a flowchart of operation flow at the transmitting end in Embodiment 2 of the present invention;

[0028] FIG. 12 is a flowchart of operation flow at the receiving end in Embodiment 2 of the present invention;

[0029] FIG. 13 shows an example of control for the number of modulation levels in Embodiment 2 of the present invention;

[0030] FIG. 14 shows a channel encoder configuration example in the present invention;

[0031] FIG. 15 shows a channel decoder configuration example in the present invention;

[0032] FIG. 16 is a graph of spectrum efficiency by the heretofore adopted mobile communication systems;

[0033] FIG. 17 shows configuration examples of transmitting and receiving modules using adaptive array antennas (prior art example 1); and

[0034] FIG. 18 shows configuration examples of transmitting and receiving modules using MIMO channels (prior art example 2).

#### DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

[0035] FIG. 2 shows the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 1 of the present invention. A transmit signal is channel encoded by a channel encoder 100 and serial-parallel converted into M units of signals. These M units of signals are modulated by modulators 101-1 through 101-M into M units of complex modulated signals (modulated symbols). The modulators 101-1 through 101-M may perform multilevel modulation if appropriate. In view of reduced circuitry scale, it may also be preferable to configure the transmitting module such that a serial-parallel converter which is present at the output of the channel encoder in this embodiment is moved to the post stage of a single modulator. The single modulator modulates transmit signals serially into M units of complex modulated signals (modulated symbols) and the serial modulated signals are serial-parallel converted into signals to be supplied to a complex matrix operation unit which will be described later. These M units of complex modulated signals (modulated symbols) are multiplied by a complex matrix consisting of M×L units of complex factors in the complex matrix operation unit 109 and thereby L units of complex signals are obtained. The L units of complex signals are transmitted by L units of transmitting antennas 103-1 through 103-L. At this time, the M-units of modulated signals are beam formed in the complex matrix operation unit 109 so that the L units of signals multiplied with different complex weight factors are transmitted in parallel from the L-units of transmitting antennas. At the receiving end, N units of signals received through N units of receiving antennas 104-1 through 104-N are multiplied by a complex matrix consisting of N×M units

of complex factors in a MIMO receiver 108 and thereby M units of complex signals (received symbols) are obtained. The M units of complex signals (received symbols) are respectively demodulated by demodulators 106-1 through 106-M into M units of demodulated signals. The M units of demodulated signals are input to a channel decoder 107, channel decoded, and output as received data. In view of reduced circuitry scale, it may also be preferable to configure the receiving module such that the above M units of complex signals (received symbols) are demodulated serially by a single modulator into M units of demodulated signals which are in turn serially supplied to the above channel decoder 107. Here, either of the transmitting end and the receiving end may be either a base station or a mobile station.

[0036] FIG. 14 shows a configuration example of the above channel encoder 100. The channel encoder shown in FIG. 14 uses turbo encoding. First, means for adding error detection code 200 adds error detection code to data to transmit. Then, the data to transmit is input to a turbo encoder 201 in which two recursive systematic convolutional encoders 204 and 206 and an interleaver 205 encode the data into code words U, Y1, and Y2 which are output from the turbo encoder. Moreover, a parallel-serial (P/S) converter 202 converts the code words into serial code words which are in turn output. At this time, it is desirable to perform interleaving the output bit sequences at the same time.

[0037] FIG. 4 shows the structures of the signals modulated by the modulators 101-1 through 101-M. The M units of modulated signals each contain data signals D-1 through D-M and reference signals P-1 through P-M which are inserted at given intervals. The data signals D-1 through D-M are generated by the data to transmit and change, according to the data to transmit. On the other hand, the reference signals P-1 through P-M are known signals determined by the system and used by the MIMO receiver 108 and demodulators 106-1 through 106-M at the receiving end as reference signals for demodulation.

[0038] FIG. 7 explains the operation of the above complex matrix operation unit 109. The modulated signals D-1 through D-M (P-1 through P-M) are multiplied by the complex matrix [A] which consists of M×L units of complex factors and thereby L units of complex signals T-1 through T-L are obtained. For this operation, the complex matrix [A] must be obtained. If the modulated signals D-1 through D-M (P-1 through P-M) are separately beam formed in the same concept as for adaptive array antennas, the vectors of the columns in the resultant matrix [A] have a same value. As a result, it becomes impossible to separate D-1 through D-M (P-1 through P-M) at the receiving end. Thus, the conventional beam forming concept cannot be applied to obtaining the matrix [A]. It is desirable to determine the complex matrix [A] in the present invention so as to maximize channel capacity to be achieved  $C = \log_2 (\det (I + (P_s/P_n) (H^H) (H)))$ . Here,  $\det ( )$  denotes determinant,  $P_s$  denotes average power for the M units of transmit signals,  $P_n$  denotes average received noise power,  $I$  denotes identity matrix, and  $( )^H$  denotes complex conjugate transposition of the matrix.  $H$  can be expressed with a complex matrix of L×N units which is a propagation matrix between the L units of transmitting antennas and the N units of receiving antennas. As a concrete method of obtaining the matrix A for



maximizing  $C$ , a commonly used maximizing algorithm with a nonlinear function of several variables should be used, constrained by that  $\sum (A_{ij})^2$  ( $i=1$  to  $L$ ,  $j=1$  to  $M$ ) be a constant value.  $\sum (A_{ij})^2$  is to be constant because the transmitting power must be set constant. To obtain the matrix  $H$  which is information about the MIMO propagation channels, the most conceivable way is posting results of observing the channels at the receiving end to the transmitting end. However, if bidirectional communication channels exist, one for transmission and the other for reception, it is also possible to derive the propagation channels matrix  $H$  by observing the signals in the backward direction. If no reliable information about the propagation channels matrix  $H$  can be obtained, it is possible to generate the matrix  $[A]$  randomly. In this case, the beam forming effect of the adaptive array antennas cannot be obtained, but only the effect of transmitting diversity is obtained.

[0039] FIG. 8 explains the operation of the above MIMO receiver 108. The received signals R-1 through R-N from the N units of receiving antennas 104-1 through 104-N are multiplied by the  $N \times M$  complex matrix  $[B]$  and thereby M units of signals D'-1 through D'-M output from the MIMO receiver are obtained. Here, the complex matrix  $[B]$  is constituted to separate the M units of modulated signals which were mixed together in the complex matrix operation unit at the sending end and through the propagation channels. Specifically, the matrix  $[B]$  should be determined to match as closely as possible with the known signals which must have been transmitted as the reference signals P-1 through P-M shown in the above FIG. 4. To do this, a Minimum Mean Square Error (MMSE) algorithm which minimizes the noise and interference effects should be applied.

[0040] FIG. 15 shows a configuration example of the above channel decoder 107. A series of received signals demodulated by the demodulators 106-1 through 106-M is separated into  $U'$ ,  $Y1'$ , and  $Y2'$  by a serial-parallel (S/P) converter 212 and the  $U'$ ,  $Y1'$ , and  $Y2'$  signals are decoded by a turbo decoder 203 and decoded results  $U''$  are output. As the signals are decoded by repeated decoding through a series of decoders 207, 209, interleavers 208, 211, and a deinterleaver 210, receiving errors involved in the signals are corrected. If the channel encoder at the sending end performs interleaving of output bit sequences, the above serial-parallel (S/P) converter 212 also performs corresponding deinterleaving.

[0041] The mobile communication system according to the above-described Embodiment 1 of the invention can take advantage of both the channel pluralizing effect by using the MIMO channels and the interference reduction effect by using the adaptive array antennas and provides the data transmission method for mobile communication in which the spectrum efficiency was improved greatly as indicated by a "4G" point indicated in FIG. 1. However, according to the conditions of the propagation channels, the operation at the target point level is not always achieved. For example, if the vectors of the rows in the propagation channels matrix  $H$  of the MIMO propagation channels comes to have stronger interrelations and the parallelity of the channels, in other words, the number of parallel channels decreases, then components are weighted on the vectors of some of the columns in the matrix  $A$  and the channel pluralizing effect is reduced. In such cases, conversely, the beam forming effect

becomes easy to obtain and, consequently, the interference reduction effect becomes greater. It is therefore desirable to shift the operation point in FIG. 1 to the right, that is, to increase  $E_b/N_0$ . This can be accomplished by increasing the number of modulation levels and/or decreasing the redundancy by increasing the encoding rate.

[0042] Next, FIG. 3 shows the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 2 of the present invention. The channel encoder 100, complex matrix operation unit 109, transmitting antennas 103-1 through 103-L, receiving antennas 104-1 through 104-N, MIMO receiver 108, and channel decoder 107 operate the same as described in Embodiment 1. In Embodiment 2, a channel encoded code word is temporarily stored into a buffer 110. The code word bits stored in the buffer 100 are read sequentially and modulated by modulators 111-1 through 111-M. For modulation, it is desirable to modulate a plurality of bits simultaneously by multilevel modulation such as Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Reading the code word bits from the buffer 110 and modulating them are repeated until a receiving acknowledge signal has been returned from the receiving end. At the receiving end, signals (received symbols) output from the MIMO receiver 108 are respectively demodulated by demodulators 112-1 through 112-M corresponding to the modulators 111-1 through 111-M at the transmitting end and demodulated signals are sequentially stored into a buffer 113. The buffer 113 outputs the received signals stored therein which are a part of an encoding unit to the channel decoder 107 even before the reception of the encoding unit is complete, and decoding is tried. An error detector 114 checks the decoded results, using the error detection code which was added at the transmitting end and notifies the transmitting end of the result of the check. When it is detected that the signals in one coding unit have been received correctly without errors, the buffer 113 is cleared and becomes ready for the next coding unit. A buffer 115 stores the decoded signals which are sequentially overwritten with the signals decoded by the channel decoder 107 and output them as received signals when it is notified of correct reception from the error detector 114.

[0043] FIG. 9 shows a configuration example of the buffer 110. Code words in one unit of encoding output from the encoder 100 are sequentially written into the memory 121, according to address generated by a write address generator 120. On the other hand, the written code words are sequentially read from the memory, according to address generated by a read address generator 122, parallelized by a serial-parallel (S/P) converter 123, and supplied to the above modulators 111-1 through 111-M. If a receiving acknowledge signal is not returned from the receiving end after whole of code word of coding unit has been sent to the modulators, then the code word stored in the memory 121 is read again and re-sent to the modulators. At this time, it is desirable to change the sequence of the addresses generated by the read address generator 122. Thereby, signal quality difference per bit of the code word can be equalized.

[0044] FIG. 5 explains the operation of the above modulators 111-1 through 111-M. The top matrix is 64 QAM mapping, the middle one is 16 QAM mapping, and the bottom one is QPSK mapping. In the 64 QAM mapping, for a set of six bits ( $b_0, b_1, \dots, b_5$ ), 64 bit combinations are

mapped onto 64 points on the IQ complex plane and output signal  $I+jQ$  (modulated symbol) is obtained. Similarly, in the 16 QAM mapping, mapping four bits ( $b_0, b_1, b_2, b_3$ ) onto 16 points is performed. In the QPSK mapping, mapping two bits ( $b_0, b_1$ ) onto four points is performed.

[0045] FIG. 6 explains the operation of the demodulators 112-1 through 112-M. FIG. 6 explains a principle of how a 16 QAM modulated signal is demodulated and the same principle applies to other modulation schemes. Four bits ( $b_0, b_1, b_2, b_3$ ) are demodulated as follows. For  $b_0$ , among modulated signal points with  $b_0=0$ , a point nearest to a received signal point (received symbol) marked with a square point in the figure is selected and its distance  $L_{00}$  from the received signal point is measured. Similarly, among modulated signal points with  $b_0=1$ , a point nearest to the received signal point is selected and its distance  $L_{01}$  from the received signal point is measured. From these results,  $L_{00}^2 - L_{01}^2$  is output as likelihood of received signal  $b_0$  and  $b_0$  is demodulated. For  $b_1$  to  $b_3$ , the same operation is performed.

[0046] FIG. 10 shows a configuration example of the above buffer 113. The signals demodulated by the above demodulators 112-1 through 112-M are converted into a sequence of the demodulated signals by a parallel-serial (P/S) converter 124. Meanwhile, the demodulated signals of the same code word received so far are read from the memory 126, according to address generated by a write address generator 125, added to the sequence of the demodulated signals output from the above parallel-serial (P/S) converter 124 in an adder 127, and stored again into the memory 126. The demodulated signals stored in the memory 126 which are a part of an encoding unit are read from the memory 126, according to a read address generator 126, and sent to the channel decoder 107, even before the reception of the encoding unit is complete. When the error detector 114 detects that the code word has been decoded without errors and supplies a decoding complete signal to the buffer, the memory 126 and the write address generator 125 are initialized and become ready for receiving the next code word. As a matter of course, the write address generator 125 and the read address generator 128 shown in FIG. 10 must have inverse relation to the write address generator 120 and the read address generator 122 shown in the above FIG. 9.

[0047] The operation flow at the transmitting end in Embodiment 2 is explained in FIG. 11 and the operation flow at the receiving end is explained in FIG. 12. At the transmitting end, the first step is encoding data in one unit of encoding and generating a code word (300). Then, a transmission count variable  $n$  is initialized to 1 (301). A modulation mode to be performed by the modulators 111-1 through 111-M is determined, according to the channel conditions (302). Part of the code word which has not yet been transmitted  $n$  times is modulated and transmitted (303). If an acknowledge signal is returned from the receiving end, the procedure returns to step 300 and the next code word is generated. If not, the procedure returns to step 302 and the remaining part of the code word is transmitted. When the transmission of the code word has been completed for the  $n$ th time, the variable  $n$  is incremented by one (306) and the code word is transmitted again. At the receiving end, in advance of receiving, the first step is clearing the likelihood of received signals corresponding to a code word in one coding unit (310). Then, a reception count variable  $n$  is

initialized to 1 (311). A modulation mode which corresponds to a demodulation mode to be performed by the demodulators 112-1 through 112-M is determined, according to the channel conditions (312). Part of a code word received is demodulated and the likelihood of the demodulated signal is combined with the likelihood calculated for so far received signal (313, 314). Using the so far demodulated signals, it is judged whether the data in the whole of coding unit have been decoded correctly (315). If the data in the whole of coding unit have been decoded, the decoded data is output (318), the acknowledge signal is returned to the transmitting end (319), and the procedure returns to step 310. If the data in the whole of coding unit have not been decoded correctly, demodulation of received signals is continued (316, 317). Here, when determining a modulation mode, by referring to instantaneous channel quality, it would be reasonable to select a modulation mode with a great number of modulation levels if the quality is good; otherwise, select a modulation mode with a small number of modulation levels if the quality is poor. More simply, as is shown in FIG. 13, it may also be preferable to determine a modulation mode according to how much part of the code word or amount of code word has been transmitted so far. Based on the principle according to FIG. 13, modulation levels can be controlled simply. If transmission is completed with small parts of code word, then it would be equivalent to achieving the transmission with a high number of modulation levels on average. The equivalent number of modulation levels actually decreases as the portions of code word transmitted increases. That transmission is completed with small portions of code word means propagation channel quality is good. If the transmission of greater portions of code word is needed, it means propagation channel quality is poor. Modulation level control based on the principle according to FIG. 13 can be expected to produce the effect equivalent to modulation mode change control according to propagation channel conditions.

[0048] According to Embodiment 2, time required to transmit one unit of encoding automatically changes, according to propagation channel conditions, and, as a result, the operation point indicated in FIG. 1 would have been controlled appropriately. However, if the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels decreases, it is desirable to increase the number of modulation levels and the encoding rate as is the case for Embodiment 1. In the present embodiment 2, the transmission of a code word continues until the receiving end acknowledges the code word reception and, consequently, the encoding rate is controlled appropriately. For instance, if decoding of only part of a code word transmitted is successful, redundant code word transmission is avoided and the encoding rate is high. For instance, if code word decoding is successful only after repeated transmission of the code word, the encoding rate is low. Meanwhile, it is desirable to control the number of modulation levels in the same manner as in Embodiment 1. Specifically, if the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels decreases, it is desirable to increase the number of modulation levels. This is, in effect, equal to controlling a threshold in changing modulation mode if in use with modulation level control according to FIG. 13. If the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels

decreases, the threshold in the number of code words to be transmitted should be set high so as to reduce the number of modulation levels.

What is claimed is:

1. A mobile communication system comprising a transmitting station and a receiving station, said transmitting station comprising:

- a plurality of modulators;
- an encoder which encodes data to transmit into a code word, separates the code word into a plurality of signals, and outputs the plurality of signals to said plurality of modulators;
- an operation unit which performs beam forming of transmit signals modulated by said plurality of modulators in order to transmit the transmit signals from a plurality of antennas; and
- a plurality of antennas, said receiving station comprising:
  - a plurality of antennas which respectively receive the signals transmitted from said plurality of antennas of said transmitting station;
  - a MIMO receiver which separates said plurality of signals from the signals input from said plurality of antennas;
  - a plurality of demodulators which demodulate the plurality of signals output from said MIMO receiver; and
  - a decoder which decodes said plurality of demodulated signals.

2. The mobile communication system according to claim 1, wherein:

- said transmitting station has M units of said modulators and L units of said antennas;
- said operation unit multiplies M units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of M×L units of elements; and
- said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

3. The mobile communication system according to claim 1, wherein an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

4. The mobile communication system according to claim 1, wherein said modulators perform multilevel modulation.

5. The mobile communication system according to claim 4, wherein:

- said transmitting station includes a first buffer to store said code word;
- said first buffer divides said code word into bits and sequentially outputs the bits to said plurality of modulators;
- in response to a receiving acknowledge signal transmitted from the receiving station, said first buffer outputs to said modulators are stopped and said code word stored is cleared from the buffer;

said encoder outputs a code word following said cleared code word to said first buffer; and

said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

6. The mobile communication system according to claim 4, wherein:

the number of levels of modulation to be performed by said modulators is controlled, according to parallelity of MIMO propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

7. The mobile communication system according to claim 5, wherein:

said receiving station includes a second buffer to store outputs of said plurality of demodulators, a third buffer to store outputs of said decoder, and an error detector;

said decoder sequentially reads signals stored in said second buffer, decodes the signals, and output the decoded results;

said error detector judges whether the signals in the complete unit of encoding have been decoded normally from said decoded results;

if the signals in the complete unit of encoding have been decoded normally, said error detector sends said receiving acknowledge signal to said transmitting station; and

said third buffer outputs the decoded results stored therein.

8. The mobile communication system according to claim 5, wherein:

said plurality of modulators reduces the number of modulation levels of said multilevel modulation, if the number of code word bits output from said first buffer or the number of symbols modulated by said plurality of modulators for each code word exceeds a predetermined criterion value.

9. The mobile communication system according to claim 8, wherein:

said predetermined criterion value is changed, according to circumstances of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

10. A transmitting station with a plurality of antennas which transmits data on a plurality of transmission channels to a receiving station with a plurality of antennas, said transmitting station comprising:

- a plurality of modulators;
- an encoder which encodes data to transmit into a code word, separates the code word into a plurality of signals, and outputs the plurality of signals to said plurality of modulators;
- an operation unit which executes arithmetic operation for giving pointing directions of transmit beams to a plurality of transmit signals modulated by said plurality of modulators; and

the plurality of antennas from which signals output from said operation unit are transmitted to said receiving station.

**11.** The transmitting station according to claim 10, wherein:

said transmitting station has  $M$  units of said modulators and  $L$  units of said antennas;

said operation unit multiplies  $M$  units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of  $M \times L$  units of elements; and

said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

**12.** The transmitting station according to claim 10, wherein an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

**13.** The transmitting station according to claim 10, wherein:

said transmitting station includes a buffer to store the code word output from said encoder;

said buffer divides said code word into bits and sequentially outputs the bits to said plurality of modulators;

in response to a receiving acknowledge signal transmitted from the receiving station, said buffer outputs to said modulators are stopped and said code word stored is cleared from the buffer;

said encoder outputs a code word following said cleared code word to said buffer; and

said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

**14.** The transmitting station according to claim 10, wherein:

said plurality of modulators perform multilevel modulation; and

the number of levels of the multilevel modulation is determined, according to parallelity of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

**15.** The transmitting station according to claim 13, wherein:

said plurality of modulators perform multilevel modulation; and

the number of levels of the multilevel modulation is reduced, if the number of code word bits output from said buffer or the number of symbols modulated by said plurality of modulators for each code word exceeds a predetermined criterion value.

**16.** A data transmission method for use in a transmitting station with a plurality of antennas which transmits data on a plurality of transmission channels to a receiving station with a plurality of antennas, said data transmission method comprising:

encoding data to transmit into a code word;

separating said code word into a plurality of signals;

modulating the plurality of signals by modulators;

executing arithmetic operation for giving pointing directions of transmit beams to said plurality of modulated signals when being simultaneously transmitted from said plurality of antennas; and

transmitting signals obtained from said arithmetic operation from said plurality of antennas.

**17.** The data transmission method according to claim 16, wherein:

said transmitting station has  $M$  units of said modulators and  $L$  units of said antennas;

said arithmetic operation is a procedure of multiplying  $M$  units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of  $M \times L$  units of elements; and

said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

**18.** The data transmission method according to claim 16, wherein:

an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

**19.** The data transmission method according to claim 16, wherein:

in response to a receiving acknowledge signal received from said receiving station, code word modulation in process is stopped and modulation of a code word following the code word starts; and

said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

**20.** The data transmission method according to claim 16, wherein:

said modulation is multilevel modulation; and

the number of levels of the multilevel modulation is determined, according to parallelity of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

\* \* \* \* \*